



---

--- TESIS DOCTORAL ---

**SISTEMAS DE CONTROL  
BASADOS EN RED.  
MODELADO Y DISEÑO DE  
ESTRUCTURAS DE CONTROL.**

Por: D. Vicente Casanova Calvo

Dirigida por: Dr. Julián Salt Llobregat

Valencia, Marzo de 2005.

## Resumen

**Sistemas de Control Basados en Red** es el término que se emplea para referirse a un tipo especial de sistemas de control, que se caracterizan por la utilización un **medio de comunicación compartido** para la transferencia de información entre el controlador y la planta controlada. Esto significa que, a diferencia de un sistema de control discreto convencional, en este tipo de sistemas el mismo medio de comunicación es empleado para establecer varios bucles de control e incluso para otro tipo de tareas no relacionadas con el control. El hecho de utilizar un enlace de uso no exclusivo para cerrar el bucle de realimentación presenta una serie de inconvenientes que tendrán una influencia negativa en la evolución temporal de la variable de interés.

Básicamente, existen dos formas de abordar este problema. Por un lado es posible actuar para mejorar las prestaciones del medio de comunicación compartido, aumentando con ello el ancho de banda disponible y, por lo tanto, reduciendo su impacto en los objetivos de control. Desde otro punto de vista, se puede asumir que el medio de comunicación existe e impone limitaciones, y tratar de paliar su influencia mediante el diseño de estructuras de control apropiadas. Este segundo planteamiento, más cercano al área de conocimiento dedicada al control automático, es el que se ha utilizado en el trabajo que constituye esta tesis doctoral.

El primero de los inconvenientes característicos de este tipo de sistemas es que el hecho de compartir el enlace reduce el ancho de banda disponible, tanto más cuanto mayor sea el número de dispositivos compitiendo por la utilización del mismo. Esta **limitación en la frecuencia de muestreo y control**, puede determinar la cota inferior del periodo de muestreo empleado en un bucle de control discreto convencional y, por lo tanto, supondrá un límite para las prestaciones que es factible conseguir para la variable de interés. Al no estar siempre disponible el medio de comunicación, puede no ser posible transmitir toda la cantidad de información por unidad de tiempo que sería deseable, ya que hay que repartir la capacidad del enlace entre todos los dispositivos compitiendo por su uso. En un sistema de control convencional esta limitación obligaría a aumentar el periodo de muestreo hasta que se pueda garantizar que es posible transmitir toda la información, dejando libre el enlace el tiempo suficiente para los demás dispositivos, lo cual en la mayoría de los casos supondrá situarse en el caso peor. Sin embargo, también es posible diseñar una estructura de control adaptada a esta situación que trate de aprovechar al máximo el ancho de banda disponible y que, aunque no pueda conseguir las prestaciones de un sistema de control sin limitaciones, proporcione una mejora respecto al caso peor.

El segundo inconveniente que impone el medio de comunicación compartido es la presencia de **retrasos de acceso aleatorios** debidos a la naturaleza estocástica del tráfico de información en el enlace. No se trata de retrasos de transporte que provocan que la información llegue más o menos tarde, pero sin pérdidas. En este caso el retraso aparece en el acceso al recurso compartido y, en función de la relación entre el retraso y la frecuencia de la señal discreta a transmitir, es posible que algunas muestras no lleguen nunca a ser enviadas. No se trata de información que llega tarde y de forma irregular, sino de información que se pierde mientras espera que se le conceda el uso del enlace. Lógicamente esta pérdida de información tendrá una influencia negativa en las prestaciones de control que puede ser reducida con un diseño apropiado del controlador, que tenga en cuenta que parte de la información se va a perder y actúe en consecuencia.

El tercer inconveniente que se ha considerado es la **falta de sincronismo** entre las bases de tiempo que gobiernan las tareas que desempeñan dispositivos situados en ambos extremos del enlace compartido. En un sistema de control discreto convencional se asume que el muestreo de la variable de interés, el cálculo de las acciones de control y la aplicación de las mismas sobre el proceso controlado coinciden en el tiempo. Al no existir una forma de comunicar los dos extremos de manera permanente no es sencillo garantizar que los eventos que en ellos suceden estén perfectamente sincronizados. En condiciones normales esta falta de sincronismo no influiría demasiado en las prestaciones del sistema pero, cuando se combina con el retraso de acceso aleatorio da lugar a pérdida y reutilización de la información transmitida que puede ser significativa para los objetivos de control. Además si la falta de sincronismo es consecuencia del retraso de acceso al medio compartido, dará lugar a muestreo y actuación irregulares. Nuevamente esta inconveniente puede ser previsto en el diseño del controlador para reducir su influencia en la variable de interés.

El trabajo se plantea con un **objetivo fundamental**: el desarrollo de estructuras de control adaptadas a la presencia del medio de comunicación compartido y a los inconvenientes que provoca. Para lograr este objetivo y siguiendo un procedimiento clásico en la teoría de control, se describe el escenario del problema, caracterizando el impacto del enlace compartido mediante una colección de parámetros. A continuación se modela el bucle de control, incluyendo el medio de comunicación, y se emplea este modelo para diseñar la estructura de control que intentará solucionar, al menos en parte, los problemas causados por el enlace compartido.

Con este objetivo el trabajo se ha estructurado en dos partes. En la primera se considera la combinación del ancho de banda limitado con la presencia de retrasos de acceso aleatorios, asumiendo una perfecta sincronización entre emisores y receptores de la información transmitida. En la segunda parte se considera la combinación de la falta de sincronismo con el retraso de acceso y las irregularidades que ello provoca, asumiendo que no hay limitaciones en cuanto a la frecuencia de muestreo y control. En ambos casos, se desarrolla un modelo del bucle a través del medio compartido y se proponen estructuras de control adaptadas a los inconvenientes considerados. Las estructuras de control propuestas han sido evaluadas empleando un modelo de simulación de este tipo de sistemas, desarrollado expresamente como parte del trabajo.

Esta tesis doctoral se ha planteado como el inicio de una línea de investigación pero, por supuesto, no es el final de la misma. Quedan todavía muchos aspectos que considerar y muchos problemas que resolver entre los cuales, a modo de ejemplo, se pueden citar la extensión de las estructuras propuestas al caso que considera la presencia de los tres inconvenientes descritos, la mejora de las soluciones propuestas con la inclusión de una realimentación local a través de un enlace de uso exclusivo y la implementación sobre un sistema real. Estos aspectos, que se proponen como trabajo futuro, son una muestra de los muchos problemas abiertos por donde continuar la línea de investigación dedicada a los Sistemas de Control Basados en Red.

## Abstract

**Networked Control Systems** is the term used to refer to a special kind of control systems, characterized by employing a **shared communication medium** to transfer information between controller and controlled plant. This means that in difference from a conventional discrete control, in this kind of systems the same communication medium is used to perform several control loops and even for other tasks not related with the control. By using a non exclusive link to close the feedback loop a set of drawbacks arises, having a negative influence in the evolution of the interest variable.

Basically, there are two forms of facing this problem. In one side it is possible to act to improve the performance of the shared communication medium, increasing the available bandwidth and so, reducing its impact in the control objectives. From other point of view, it can be assumed that the communication medium exists and imposes limitations, and trying to reduce its influence by means of designing appropriated control structures. This second approach, closer to the knowledge area devoted to automatic control, is the one that has been used in this thesis.

The first one of the drawbacks characteristics of this kind of systems is that the fact of sharing the link reduces the available bandwidth, further when greater is the number of devices contending for using the link. This **limitation on the sampling and control frequency**, can determine the lower bound of the sampling period used in a conventional discrete control loop and so, it will become a limit if the performance that can be achieved for the interest variable. As the communication medium is not always available, it can be not possible to transmit all the information by time unit that should be desirable, because the capacity of the link must be distributed between all the devices contending for its utilization. In a conventional control system this limitation would compel to increase the sampling period until it can be guaranteed that it is possible to transmit all the information, leaving available the link enough time for the other devices, which in most cases will suppose to be in the worst case. Nevertheless, it is also possible to design a control structure adapted to this situation, trying to make the best use of the available bandwidth and, even it can not achieve the performance of a control system without limitations, it provide an improvement respect to the worst case.

The second drawback imposed by the shared communication medium is the presence of **random access delays** due to the stochastic nature of the information traffic in the link. They are not transport delays which cause the information to arrive more or less late, but without loss. In this case the delay appears in the access to the shared resource and, depending on the relationship between the delay and the frequency of the transmitted discrete signal, it is possible that some samples do not get to be sent. It is not about information that arrives late and in an irregular way, but information that is lost while waiting for the link grant. Logically this loss of information will have a negative influence in the control performance that can be reduced with an appropriated design of the controller, taking into account that part of the information it is going to be lost and acts consequently.

The third drawback that has been considered is the **lack of synchronization** between the time bases governing the tasks performed by devices placed in both ends of the shared link. In a conventional discrete control it is assumed that the sampling of the interest variable, the calculation of the control actions and the application of them over the controlled process coincide in time. Because there is no way of communicate both ends

permanently it is not easy to guarantee that the events happening in them are perfectly synchronized. In normal conditions this lack of synchronization would not have a great influence in the system performance but, when it is combined with the random access delay it causes loss and reusing of transmitted information that can be significant for the control objectives. In addition if the lack of synchronization is caused by the shared medium access delay, it will cause irregular sampling and actuation. Again, this drawback can be foreseen in the design of the controller to reduce its influence in the interest variable.

The work is approached with a **fundamental objective**: the development of control structures adapted to the presence of the shared communication and to the drawbacks caused by it. To achieve this objective and following a classic procedure in control theory, the problem scenario is described, characterizing the impact of the link with a collection of parameters. Afterwards the control loop is modeled, including the communication medium, and this model is employed to design the control structure trying to solve, at least partially, the problems caused by the shared link.

With this aim, the work has been structured in two parts. In the first one it is considered the combination of limited bandwidth with the presence of random access delays, assuming a perfect synchronization between senders and receivers of the transmitted information. In the second part it is considered the combination of the lack of synchronization with the access delay and the irregularities caused by it, assuming that there are no limitations for the sampling and control frequency. In both cases, a model of the loop through the shared medium is developed and control structures adapted to the considered drawbacks have been proposed. The control structures have been evaluated by using a simulation model of this kind of systems, developed intentionally as a part of the work.

This doctoral thesis has been approached as the beginning of an investigation line but, of course, it is not the end of the same. There are still a lot of topics to consider and many problems to solve among which, as an example, it can be mentioned the extension of the proposed control structures to the case that considers the presence of the three drawbacks described, the improvement of the proposed solutions with the addition of a local feedback through a link of exclusive use and the implementation over a real system. Those topics, which are proposed as future work, are just a sample of the many open problems to continue the investigation line devoted to Networked Control Systems.

## Resum

**Sistemes de Control Basats en Xàrcia** és el terme que s'empra per a referir-se a un tipus especial de sistemes de control, que es caracteritzen per la utilització un **mitjà de comunicació compartit** per a la transferència d'informació entre el controlador i la planta controlada. Açò significa que, a diferència d'un sistema de control discret convencional, en este tipus de sistemes el mateix mitjà de comunicació és emprat per a establir diversos bucles de control i inclús per a un altre tipus de tasques no relacionades amb el control. El fet d'utilitzar un enllaç d'ús no exclusiu per a tancar el bucle de realimentació presenta una sèrie d'inconvenients que tindran una influència negativa en l'evolució temporal de la variable d'interés.

Bàsicament, hi ha dos formes d'abordar este problema. D'una banda és possible actuar per a millorar les prestacions del mitjà de comunicació compartit, augmentant amb això l'ample de banda disponible i, per tant, reduint el seu impacte en els objectius de control. Des d'un altre punt de vista, es pot assumir que el mitjà de comunicació existix i imposa limitacions, i tractar de pal·liar la seua influència per mitjà del disseny d'estructures de control apropiades. Este segon plantejament, més pròxim a l'àrea de coneixement dedicada al control automàtic, és el que s'ha utilitzat en el treball que constituïx esta tesi doctoral.

El primer dels inconvenients característics d'este tipus de sistemes és que el fet de compartir l'enllaç reduïx l'ample de banda disponible, tant més quant major siga el nombre de dispositius competint per la utilització del mateix. Esta **limitació en la freqüència de mostratge i control**, pot determinar la cota inferior del període de mostratge emprat en un bucle de control discret convencional i, per tant, suposarà un límit per a les prestacions que és factible aconseguir per a la variable d'interés. Al no estar sempre disponible el mitjà de comunicació, pot no ser possible transmetre tota la quantitat d'informació per unitat de temps que seria desitjable, ja que cal repartir la capacitat de l'enllaç entre tots els dispositius competint pel seu ús. En un sistema de control convencional esta limitació obligaria a augmentar el període de mostratge fins que es puga garantir que és possible transmetre tota la informació, deixant lliure l'enllaç el temps suficient per als altres dispositius, la qual cosa en la majoria dels casos suposarà situar-se en el cas pitjor. No obstant, també és possible dissenyar una estructura de control adaptada a esta situació que tracte d'aprofitar al màxim l'ample de banda disponible i que, encara que no puga aconseguir les prestacions d'un sistema de control sense limitacions, proporcione una millora respecte al cas pitjor.

El segon inconvenient que imposa el mitjà de comunicació compartit és la presència de **retards d'accés aleatoris** deguts a la naturalesa estocàstica del tràfic d'informació en l'enllaç. No es tracta de retards de transport que provoquen que la informació arribe més o menys tard, però sense pèrdues. En este cas el retard apareix en l'accés al recurs compartit i, en funció de la relació entre el retard i la freqüència del senyal discret a transmetre, és possible que algunes mostres no arriben mai a ser enviades. No es tracta d'informació que arriba tard i de forma irregular, sinó d'informació que es perd mentre espera que se li concedisca l'ús de l'enllaç. Lògicament esta pèrdua d'informació tindrà una influència negativa en les prestacions de control que pot ser reduïda amb un disseny apropiat del controlador, que tinga en compte que part de la informació es va a perdre i vaig actuar en conseqüència.

El tercer inconvenient que s'ha considerat és la **falta de sincronisme** entre les bases de temps que governen les tasques que exercixen dispositius situats en estos dos extrems de l'enllaç compartit. En un sistema de control discret convencional s'assumeix que el mostratge de la variable d'interés, el càlcul de les accions de control i l'aplicació de les mateixes sobre el procés controlat coincideixen en el temps. Al no existir una forma de comunicar els dos extrems de manera permanent no és senzill garantir que els esdeveniments que en ells succeïxen estiguen perfectament sincronitzats. En condicions normals esta falta de sincronisme no influiria massa en les prestacions del sistema però, quan es combina amb el retard d'accés aleatori dóna lloc a pèrdua i reutilització de la informació transmesa que pot ser significativa per als objectius de control. A més si la falta de sincronisme és conseqüència del retard d'accés al mitjà compartit, donarà lloc a mostratge i actuació irregulars. Novament esta inconvenient pot ser previst en el disseny del controlador per a reduir la seua influència en la variable d'interés.

El treball es planteja amb un **objectiu fonamental**: el desenrotllament d'estructures de control adaptades a la presència del mitjà de comunicació compartit i als inconvenients que provoca. Per a aconseguir este objectiu i seguint un procediment clàssic en la teoria de control, es descriu l'escenari del problema, caracteritzant l'impacte de l'enllaç compartit per mitjà d'una col·lecció de paràmetres. A continuació es modela el bucle de control, incloent el mitjà de comunicació, i s'empra este model per a dissenyar l'estructura de control que intentarà solucionar, almenys en part, els problemes causats per l'enllaç compartit.

Amb este objectiu el treball s'ha estructurat en dos parts. En la primera es considera la combinació de l'ample de banda limitat amb la presència de retards d'accés aleatoris, assumint una perfecta sincronització entre emissors i receptors de la informació transmesa. En la segona part es considera la combinació de la falta de sincronisme amb el retard d'accés i les irregularitats que això provoca, assumint que no hi ha limitacions quant a la freqüència de mostratge i control. En estos dos casos, es desenrotlla un model del bucle a través del mitjà compartit i es proposen estructures de control adaptades als inconvenients considerats. Les estructures de control proposades han sigut avaluades emprant un model de simulació d'este tipus de sistemes, desenrotllat expressament com a part del treball.

Esta tesi doctoral s'ha plantejat com l'inici d'una línia d'investigació però, per descomptat, no és el final de la mateixa. Queden encara molts aspectes que considerar i molts problemes que resoldre entre els quals, a manera d'exemple, es poden citar l'extensió de les estructures proposades al cas que considera la presència dels tres inconvenients descrits, la millora de les solucions proposades amb la inclusió d'una realimentació local a través d'un enllaç d'ús exclusiu i la implementació sobre un sistema real. Estos aspectes, que es proposen com a treball futur, són una mostra dels molts problemes oberts per on continuar la línia d'investigació dedicada als Sistemes de Control Basats en Xàrcia.

---

1.- INTRODUCCIÓN.....	11
1.1.- Presentación del problema.....	11
1.2.- Inconvenientes propios de los SCBR.....	13
1.3.- Justificación.....	14
1.4.- Objetivos.....	15
1.5.- Estructura del trabajo.....	16
2.- ESTADO DEL ARTE.....	19
2.1.- Referencias dedicadas a los SCBR.....	19
2.2.- Referencias relacionadas con los SCBR.....	23
3.- ESCENARIO DEL PROBLEMA.....	25
3.1.- Parámetros del modelo.....	25
3.1.1.- Periodos de muestreo.....	25
3.1.2.- Retrasos.....	27
3.1.3.- Desfases.....	28
3.1.4.- Funciones de transferencia.....	29
3.2.- Tipos de SCBR según la estructura de control local.....	30
3.2.1.- SCBR sin control local (SCBR-A).....	30
3.2.2.- SCBR con control local en bucle abierto (SCBR-B).....	33
3.2.3.- SCBR con control local en bucle cerrado (SCBR-C).....	36
3.3.- Tipos de SCBR según el número de frecuencias.....	38
3.3.1.- SCBR monofrecuencia (SCBR-1F).....	38
3.3.2.- SCBR bifrecuencia (SCBR-2F).....	40
3.3.3.- SCBR multifrecuencia (SCBR-3F).....	42
3.4.- El desfase en el SCBR.....	44
3.5.- Modos de operación de los elementos del SCBR.....	47
3.6.- Elementos del SCBR.....	50
3.6.1.- Planta continua.....	50
3.6.2.- Sensor remoto.....	51

---

3.6.3.- Sensor local .....	51
3.6.4.- Medio de comunicación compartido.....	52
3.6.5.- Controlador remoto .....	53
3.6.6.- Controlador local.....	53
3.6.7.- Actuador.....	54
3.6.8.- Conversores de frecuencia .....	54
3.7.- Escenarios particulares .....	56
3.7.1.- SCBR monofrecuencia (SCBR-1F).....	56
3.7.2.- SCBR bifrecuencia con enlace LR lento (SCBR-2F-LR).....	56
3.7.3.- SCBR bifrecuencia con enlace RL lento (SCBR-2F-RL).....	57
3.7.4.- SCBR bifrecuencia con enlaces LR y RL lentos (SCBR-2F-LL) .....	57
3.7.5.- SCBR multifrecuencia con enlace LR lento (SCBR-3F-LR).....	58
3.7.6.- SCBR multifrecuencia con enlace RL lento (SCBR-3F-RL).....	58
3.7.7.- SCBR con desfase.....	58
3.7.8.- SCBR por eventos .....	59
4.- MODELADO DEL SCBR .....	61
4.1.- Modelos del SCBR desde el controlador remoto.....	61
4.1.1.- Los operadores <i>skip</i> y <i>expand</i> .....	62
4.1.2.- Modelo del SCBR-1F .....	64
4.1.3.- Modelo del SCBR-2F-LR .....	65
4.1.4.- Modelo del SCBR-2F-RL .....	66
4.1.5.- Modelo del SCBR-2F-LL.....	67
4.1.6.- Modelo del SCBR-3F-LR .....	67
4.1.7.- Modelo del SCBR-3F-RL .....	68
4.2.- Modelo LTI del SCBR.....	68
4.2.1.- El operador de <i>lifting</i> .....	70
4.2.2.- Composición y descomposición de subsecuencias .....	72
4.2.3.- Modelo LTI multivariable del SCBR multifrecuencia .....	74

---

4.2.4.- Modelo LTI del SCBR con réplica de información.....	78
4.2.5.- Modelo LTI multivariable del SCBR con reconstrucción ideal.....	80
4.3.- Particularización del modelo LTI multivariable.....	81
5.- ESTRUCTURA DE CONTROL PARA EL SCBR.....	85
5.1.- El regulador de cancelación multivariable .....	87
5.1.1.- Equivalente multivariable del regulador de cancelación .....	88
5.1.2.- El regulador de cancelación multivariable adaptado al SCBR.....	89
5.2.- El regulador de cancelación remoto-local.....	93
5.3.- Control con reconstrucción de la información.....	96
6.- RESULTADOS DE SIMULACIÓN .....	101
6.1.- Modelo de simulación .....	101
6.1.1.- Modelo de simulación del medio de comunicación compartido .....	102
6.1.2.- Modelo de simulación de los controladores remoto y local.....	103
6.2.- Ejemplo de aplicación.....	104
6.2.1.- Condiciones ideales.....	105
6.2.2.- Limitaciones en la comunicación .....	107
6.2.3.- Robustez de las soluciones propuestas.....	114
7.- CONTROL CON RELOJES DESFASADOS .....	121
7.1.- El problema de la falta de sincronismo.....	122
7.2.- Influencia del desfase en bucle de control.....	124
7.3.- Muestreo vacante y rechazo de muestra.....	126
7.4.- Conversiones con desfase .....	127
7.4.1.- Conversión D/A con desfase.....	127
7.4.2.- Conversión A/D con desfase.....	132
7.4.3.- Conversión D/A y A/D con desfase.....	137
7.5.- Modelo del SCBR con desfase.....	140
7.5.1.- Periodicidad en la secuencia de retrasos de acceso .....	140
7.5.2.- Modelo del SCBR con actuación desfasada.....	143

7.5.3.- Modelo del SCBR con muestreo desfasado .....	145
7.5.4.- Modelo del SCBR con actuación y muestreo desfasados .....	147
7.6.- Modelo del SCBR por eventos .....	149
7.6.1.- Modelo del SCBR con actuación por eventos.....	151
7.6.2.- Modelo del SCBR con muestreo por eventos .....	153
7.6.3.- Modelo del SCBR con actuación y muestreo por eventos .....	154
7.7.- Estructura de control para el SCBR desfasado .....	156
7.8.- Resultados de simulación para el SCBR desfasado .....	158
7.8.1.- SCBR no sincronizado por temporización.....	158
7.8.2.- SCBR no sincronizado por eventos .....	169
8.- CONCLUSIONES.....	179
9.- BIBLIOGRAFIA.....	183

# 1.- INTRODUCCIÓN

Sistemas de Control Basados en Red (en adelante, SCBR) se refiere a un tipo especial de sistemas de control, en los cuales se emplea un medio de comunicación compartido para el transporte de información entre el dispositivo de control principal y el proceso controlado. Este tipo de sistemas de control también son conocidos, en la literatura especializada, como Sistemas Integrados de Comunicación y Control (SICC).

## 1.1.- Presentación del problema

Este capítulo de introducción comienza con una breve descripción del escenario del problema que va a ser objeto de estudio, que será extendida con mayor detalle en el capítulo 3.

El medio de comunicación compartido separa las dos partes en las que se puede dividir este tipo de sistemas. Los elementos situados en el extremo del enlace en el que se encuentra la planta controlada constituyen la parte local del SCBR. No hay limitaciones en la comunicación entre los elementos locales y el proceso bajo control. En el otro extremo del medio compartido están los elementos que componen la parte remota del SCBR. La comunicación entre estos elementos y la planta está sometida a ciertas limitaciones debidas a que el enlace no está permanentemente disponible.

En un sistema de control continuo, como el que se esquematiza en la figura 1.1, hay una comunicación bidireccional permanente entre el controlador y la planta controlada. El controlador recibe información continua acerca de la evolución temporal de las variables de interés, a través de un conjunto de sensores. Del mismo modo, el controlador actúa de forma continua sobre la planta controlada, a través de un conjunto de actuadores, modificando su comportamiento en función de la información recibida y aplicada por éstos.

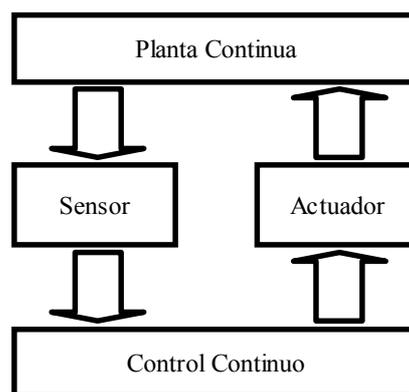


Figura 1.1.- Control continuo

Si en lugar de un sistema de control continuo se trata de un sistema de control discreto convencional como el de la figura 1.2, la comunicación se realiza de forma discontinua pero uniformemente distribuida en el tiempo. La etapa de control está implementada en un dispositivo de naturaleza discreta que únicamente es capaz de recibir y generar señales discretas. Son necesarios, por lo tanto, dispositivos de conversión analógico-digital y digital-analógico que actúen de interfaz entre el mundo analógico del proceso bajo control y el mundo digital donde está implementada la ley de

control. Aunque existen otras posibilidades (por ejemplo las que se describen en [Ast97]), la forma más habitual de implementar un control discreto es emplear un periodo de muestreo regular ( $T$ ), lo cual significa que los instantes de muestreo de las variables de interés y los instantes de actuación del controlador sobre la planta estarán equiespaciados en el tiempo y coincidirán con los múltiplos enteros del periodo de muestreo. Existe, por lo tanto, un único reloj que cada  $T$  unidades de tiempo determina la captura de una muestra de las variables de interés, el cálculo de una nueva acción de control y la aplicación de la misma. En una situación más real debería existir una diferencia de un periodo de muestreo entre la captura de una muestra y la aplicación de la acción de control generada a partir de la información que proporciona, ya que el cálculo de la acción necesitará de un tiempo no nulo. Este retraso respecto a la situación ideal habrá de ser tenido en cuenta en el diseño de la ley de control para que no tenga una influencia significativa en las prestaciones del sistema. En cualquiera de los casos, en una estrategia de control discreto convencional los instantes de muestreo y aplicación de acciones están perfectamente determinados y se distribuyen en el tiempo de forma regular.

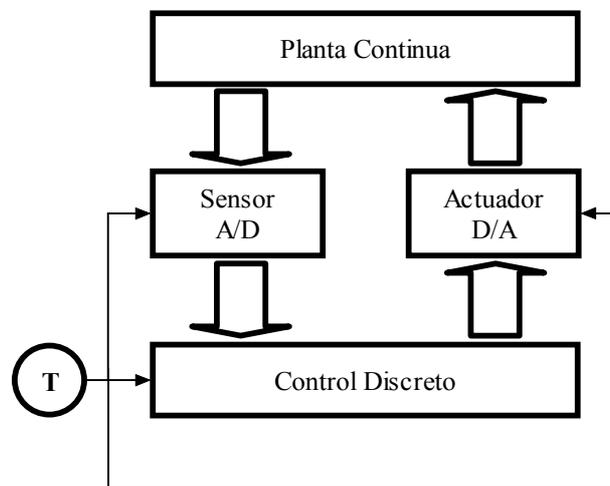


Figura 1.2.- Control discreto convencional

La implementación discreta del control tiene innegables ventajas, entre ellas la posibilidad de implementar estrategias de control complejas que no podrían ser conseguidas con componentes continuos. Sin embargo, tiene el inconveniente de que la comunicación control-planta se interrumpe de forma periódica. Tan sólo en los instantes de muestreo el sistema se comporta como una verdadera estructura de control realimentada, quedando la planta sin control durante todo el periodo intermuestreo. Este inconveniente puede reducirse hasta hacerlo despreciable siempre que se pueda hacer que la duración del intermuestreo sea lo suficientemente corta, aumentando la frecuencia de muestreo. Sin embargo, esto no siempre será posible. Lo más habitual es que el proceso de medida tenga un coste temporal no despreciable, que determina un límite superior a la frecuencia de muestreo. Otras veces, es el coste temporal de la ejecución del algoritmo de control o de las conversiones A/D y D/A, el que determina este límite. Una última posibilidad es que la limitación en la frecuencia de muestreo venga impuesta por el enlace de comunicación, a través del cual se transmite la información entre controlador y planta. Esta última limitación constituye el objeto de estudio en este trabajo.

En la figura 1.3 se muestra una sencilla representación esquemática de lo que se ha dado en llamar SCBR. La diferencia con el sistema discreto convencional de la figura 1.2 es que en este caso la comunicación entre el controlador discreto y la planta continua se realiza a través de un enlace compartido, que es utilizado al mismo tiempo para

comunicar a otros dispositivos. Debido a esto, el enlace de comunicación no estará disponible de forma permanente ya que, en ocasiones, estará ocupado dando servicio a otros dispositivos. Es posible que, cuando el sensor capture una muestra de la variable de interés y pretenda enviarla al controlador, se encuentre con el enlace ocupado y deba permanecer a la espera de que se le conceda el uso del mismo. Del mismo modo, es posible que cuando el controlador ha calculado una nueva acción de control y pretenda enviarla al actuador para su aplicación, el enlace esté siendo utilizado por otro dispositivo y deba esperar a que quede libre. En definitiva, al no emplear un enlace exclusivo existe la posibilidad de que no esté disponible en el momento que se necesite para la transmisión de información, ya sean muestras o acciones de control. Un detalle que será de gran importancia en el desarrollo de este trabajo es que, debido a la naturaleza probablemente irregular del tráfico de información en el enlace, el tiempo que debe esperar un dispositivo acceder al uso del enlace no será constante. Esto se traducirá en un retraso de acceso variable que, evidentemente tendrá influencia negativa en las prestaciones del sistema.

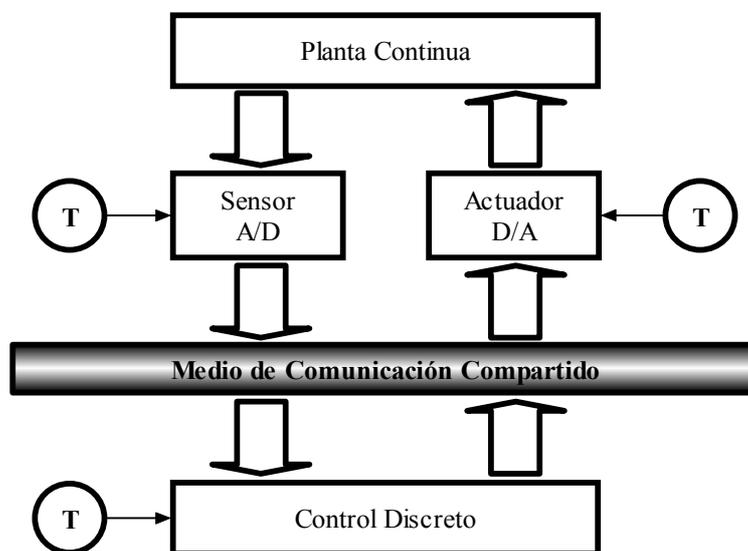


Figura 1.3.- Sistema de control basado en red

## 1.2.- Inconvenientes propios de los SCBR

Los principales inconvenientes que aparecen en el bucle de control, por el hecho de utilizar un enlace compartido, son los siguientes:

- Limitación en la frecuencia de muestreo y control. Al compartir el enlace entre varios dispositivos, el tiempo de utilización debe repartirse entre ellos, lo cual limita la cantidad de información que es posible transmitir por unidad de tiempo. En definitiva, el ancho de banda efectivo disponible para cada bucle de control que se cierra a través del enlace compartido se ve reducido, tanto más cuanto mayor es el número de dispositivos emisores/receptores compartiendo el enlace. Evidentemente, este hecho se traducirá en una cota superior sobre las frecuencias efectivas de muestreo (captura de información en la planta a través de la realimentación) y control (actuación sobre la planta). Si el enlace de comunicación es lento y/o el número de dispositivos que lo comparten es elevado, esta limitación llegará a ser más significativa que la debida al tiempo empleado en capturar la información, realizar las conversiones A/D y D/A y calcular la nueva acción de control. De este modo

será el enlace de comunicación compartido el que determinará el periodo de muestreo del controlador y, por lo tanto, las prestaciones del sistema.

- Presencia de retrasos de acceso variables en la comunicación control-planta. Las muestras capturadas por los sensores y las acciones de control calculadas por el controlador llegarán a su destino con un cierto retraso, impuesto por el enlace compartido. Este retraso será debido, fundamentalmente, al tiempo que el dispositivo emisor de la información pasa esperando a que el enlace le sea concedido para su utilización. Lógicamente, este retraso tendrá una influencia negativa en las prestaciones del sistema y habrá de ser tenido en cuenta en el diseño del controlador. En el caso más general, existe la posibilidad de que este retraso de acceso al medio sea de carácter aleatorio, lo cual dificulta aun más la reducción de su influencia en la variable de interés.
- Falta de sincronismo control-planta. El hecho de no disponer de un enlace de uso exclusivo entre el controlador y el proceso controlado implica que sea difícil, sino imposible, garantizar una perfecta sincronización entre sensor, controlador y actuador. De esta forma existe la posibilidad de una cierta incertidumbre en los instantes en los que se capturan las muestras de información en la planta y en los que se aplican de modo efectivo las acciones de control a la misma. Esta falta de sincronismo que, en el caso más general tendrá un carácter aleatorio, será de especial importancia al combinarse con el retraso de acceso aleatorio, influyendo de forma significativa en las prestaciones del sistema.

Estos inconvenientes, solos o en combinación, van a tener una influencia negativa en las prestaciones de bucle de control y, por lo tanto, en las características de la evolución temporal de la variable de interés. Si en lugar de emplear una estructura de control convencional se utiliza una específicamente diseñada para este tipo de sistemas, se puede eliminar, o cuando menos reducir, la influencia del enlace compartido.

### **1.3.- Justificación**

Los SCBR aparecen cada vez con mayor frecuencia en el entorno industrial. Los motivos que hacen aconsejable la utilización del enlace compartido, con los inconvenientes que esto plantea desde el punto de vista de las prestaciones del sistema, son varios. Por una parte, este tipo de sistemas son ampliamente empleados en grandes plantas industriales (por ejemplo, refinerías de petróleo) en las cuales es necesario disponer de un control centralizado de un gran número de procesos separados por distancias importantes. En este caso el empleo del enlace compartido supone una importante reducción de costes de cableado y mantenimiento del mismo. Un único enlace compartido sirve para cerrar la realimentación de un gran número de bucles de control donde, con el enfoque tradicional que emplea enlaces exclusivos, sería necesario emplear un enlace para cada uno de los bucles.

Otro motivo, no menos importante que el anterior, es el que aparece en aquellos sistemas donde existen serias limitaciones de espacio y peso (por ejemplo, en satélites y aeronaves). En este caso, las distancias son pequeñas y la reducción de costes debido al cableado puede no ser significativa. Sin embargo, todavía existen gran número de bucles de control presentes en el sistema. El hecho de emplear el enlace compartido puede suponer una importante reducción del peso y volumen ocupado por el sistema de control que, en este tipo de aplicaciones, es de vital importancia.

Otros escenarios en los que aparecen este tipo de sistemas es por el deseo (o la necesidad) de emplear como medio de comunicación para los bucles de control, redes de área local disponibles, *Internet* o diversos tipos de comunicaciones inalámbricas. En estas condiciones el control de procesos lentos puede ser adecuado, pero cuando se trata de controlar procesos con importantes exigencias temporales, la falta de disponibilidad de un enlace exclusivo llevará a problemas de estabilidad y al no cumplimiento de las especificaciones deseadas.

En el trabajo que aquí se presenta se van a proponer estructuras de control que consideran la existencia de estructuras de control remotas (sometidas a las limitaciones propias del enlace compartido) y locales a la planta controlada (sin las limitaciones propias del SCBR). Este tipo de estrategias son de aplicación para el control de aquellos sistemas en los que es posible mantener un control sencillo durante un corto periodo de tiempo pero que, a largo plazo, hace falta un control más elaborado. De esta forma se puede situar en contacto directo con el proceso un controlador sencillo, que no requiere una excesiva capacidad de cálculo y en el extremo remoto un dispositivo con mayor capacidad de cálculo o con la posibilidad de acceder a mayor cantidad de información, que se comunica con el proceso a través de un enlace limitado en el ancho de banda que es capaz de transmitir. De esta forma, el controlador remoto realizará el control principal mientras que el controlador local se encargará de afinar el seguimiento de la referencia deseada.

Fundamentalmente, la solución a los problemas de control implicados en los SCBR por el uso del enlace compartido se puede abordar desde dos enfoques diferentes, aunque no necesariamente excluyentes:

- Desde el punto de vista del medio de comunicación, desarrollando protocolos de acceso al medio compartido que reduzcan, en la medida de lo posible, el tiempo que debe esperar el emisor para que le sea concedido el enlace y la aleatoriedad en el retraso de comunicación. Se trata de evitar que se produzcan los fenómenos característicos de los SCBR que dan lugar a la degradación de las prestaciones del sistema de control, tratando de acercarse a la situación ideal de comunicación mediante enlaces exclusivos, propia de los sistemas de control convencionales.
- Desde el punto de vista del control, desarrollando estrategias que tengan en cuenta los retrasos de acceso y la falta de sincronismo, reduciendo su influencia mediante la generación de acciones de control apropiadas. En este enfoque no se intentan evitar los problemas debidos al SCBR, sino que se trata de resolver dichos problemas mediante el diseño de controladores adecuados a la realidad del mismo y que tengan en cuenta las limitaciones impuestas por el enlace compartido. El presente trabajo se centra en este segundo enfoque.

## 1.4.- Objetivos

Desde un punto de vista general se puede decir que el objetivo final que se persigue con la realización de este trabajo es la propuesta de soluciones, desde el diseño de la estructura de control, a los inconvenientes causados por la realimentación a través de un enlace compartido que es la característica que distingue a los SCBR de los sistemas de control convencionales. Para ello se va a seguir un procedimiento clásico en la teoría de control, cuyos objetivos parciales que se irán cubriendo a lo largo del desarrollo del trabajo, se pueden resumir como se indica a continuación:

- Descripción de los SCBR y análisis de la influencia del enlace compartido en las prestaciones: Se pretende caracterizar y describir un SCBR generalizado, relacionando una serie de parámetros (periodos de muestreo, retrasos, desfases,...) que permiten ponderar la influencia del medio de comunicación compartido en el bucle de control. Una vez descrito el escenario del problema, se analizará en que medida la presencia del enlace compartido, con los retrasos y desfases que introduce, influye en las prestaciones de funcionamiento del bucle de control.
- Modelado de los SCBR: Para el diseño de bucle de control será necesario disponer de un modelo del bucle de control, incluyendo el medio de comunicación compartido, desde el punto de vista del controlador. Este modelo incluirá el comportamiento dinámico del proceso bajo control y las irregularidades causadas por la transmisión de información a través del medio de comunicación compartido.
- Propuesta de estructuras de control adaptadas a los modelos obtenidos: Los modelos obtenidos serán empleados en el desarrollo de estructuras de control que, al haber sido diseñadas a partir un modelo que incluye la irregularidad asociada el enlace compartido, tienen la posibilidad de eliminar o al menos reducir su influencia negativa en las prestaciones del sistema.

## 1.5.- Estructura del trabajo

El trabajo que aquí se presenta, esquematizado en la figura 1.4, comienza después de esta introducción, realizando un repaso del estado del arte de la línea de investigación que es objeto de estudio (capítulo 2). Para ello se proporciona una breve descripción de los trabajos llevados a cabo por diferentes grupos de investigación que se han dedicado, al menos parcialmente, al tema de los SCBR. Se pretende con ello establecer el punto de partida y las fuentes de información empleadas en el desarrollo del trabajo. A continuación se realiza una detallada descripción del escenario del problema (capítulo 3), definiendo los parámetros que caracterizan a los SCBR, los tipos de SCBR que se pueden plantear desde un punto de vista general, así como los elementos que integran este tipo de sistemas.

Los tres inconvenientes, descritos en esta introducción, que son consecuencia del uso de un medio de comunicación compartido serán analizados por separado a lo largo del trabajo. En una primera parte se consideraran únicamente la limitación en la frecuencia de muestreo y control (LFMyC) en combinación con los retrasos de acceso (RdA), asumiendo que no existe falta de sincronismo (FdS). Las consecuencias de esta combinación son analizadas, estableciendo un modelo del SCBR que incluya su influencia (capítulo 4). A partir del modelo establecido se propone (capítulo 5) una estructura de control que elimine dicha influencia con el objetivo de conseguir unas prestaciones similares a las que se obtienen en condiciones ideales. Los modelos desarrollados y las soluciones propuestas son validados por simulación (capítulo 6), mostrando de esta manera la influencia negativa que tienen los dos inconvenientes considerados y como una estructura de control diseñada específicamente puede eliminar dicha influencia.

En la segunda parte del trabajo (capítulo 7) se considera la combinación del retraso de acceso y la falta de sincronismo, asumiendo que no existen limitaciones en la frecuencia de muestreo y control. Siguiendo la misma estructura que en la primera parte, se modela el SCBR en estas condiciones, se propone una estructura de control adaptada y se muestran los resultados de simulación que ponen de manifiesto su validez.

Por último se presentarán las conclusiones y líneas futuras de investigación por donde puede continuar este trabajo (capítulo 8) y una relación de las referencias bibliográficas (capítulo 9) utilizadas en el desarrollo de este trabajo y relacionadas con la línea de investigación dedicada a los Sistemas de Control Basados en Red.

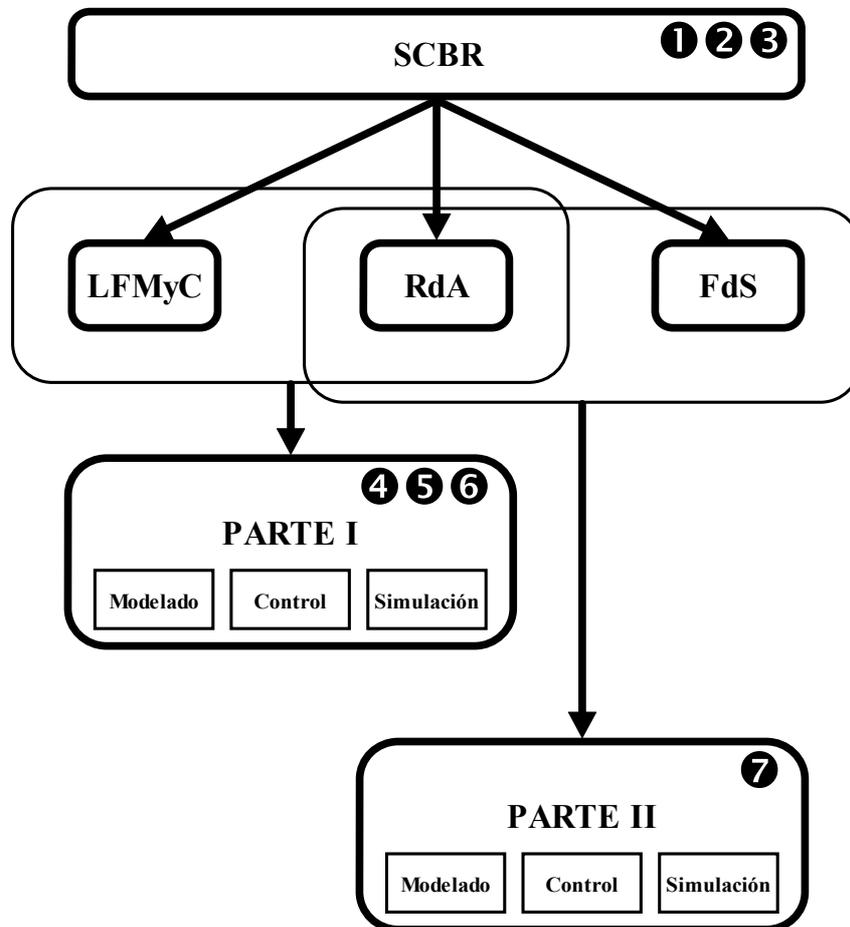


Figura 1.4.- Estructura del trabajo



## 2.- ESTADO DEL ARTE

A pesar de que la dedicada a los SCBR es una línea de investigación relativamente nueva ya existe una importante colección de trabajos previos que se han tomado como referencia y punto de partida para el desarrollo de este trabajo. El capítulo dedicado al estado del arte, está dividido en dos apartados. El primero de ellos relaciona las referencias específicamente dedicadas a los SCBR. En el segundo apartado se relacionan una colección de referencias que, sin estar explícitamente dedicadas a este tipo de sistemas de control, sí que tienen una relación directa, desde el punto de vista del formalismo matemático que se emplea en el tratamiento de los mismos.

### 2.1.- Referencias dedicadas a los SCBR

Las primeras referencias acerca de la problemática asociada a los SCBR aparecen en una serie de artículos publicados a partir de 1988, por el Dr. Asok Ray, el Dr. Yoram Halevi y sus colaboradores de la Pennsylvania State University (EEUU). Estos artículos ([Hal88], [Ray88a], [Ray88b], [Luc89], [Ray89], [Hal90], [Lio90a], [Lio90b]) tienen su origen en el trabajo del grupo en sistemas de control de aeronaves, en los cuales las limitaciones de espacio y peso imponen la utilización de enlaces compartidos. En ellos se describe el problema de los SCBR (que en esta serie de artículos aparecen referidos como Sistemas Integrados de Comunicación y Control), se plantea un modelo discreto y variante con el tiempo del mismo y se establecen las condiciones para garantizar la estabilidad del sistema. También se plantea la posibilidad de emplear diferentes frecuencias de muestreo en controlador y planta, lo cual lleva a la consideración de una estructura de control multifrecuencia que, si bien en estos trabajos se presenta de forma poco desarrollada, demuestra su potencial para la resolución de problemas como el propuesto en el desarrollo del proyecto. El modelo propuesto, que ha sido llamado determinista discreto aumentado, asume un enlace con retrasos periódicos. Una segunda serie de artículos ([Luc90], [Lio91a], [Lio91b], [Luc94], [Ray94]) abordan el problema desde un punto de vista estocástico. Se realiza un análisis estadístico de los retrasos inducidos por el SCBR y se desarrolla una ley de control óptima, adaptada al problema. Su metodología se basa en la teoría de colas y pretende utilizar información probabilística en el desarrollo del control, utilizando un observador para estimar el estado futuro de la planta y un predictor para calcular el control. A pesar de que la línea de investigación del grupo ha derivado hacia temas menos relacionados con el tema objeto de este proyecto, no cabe duda que sus artículos constituyen un magnífico punto de partida para el problema de los SCBR.

Un segundo grupo de investigación que ha publicado interesantes trabajos relacionados con la problemática de los SCBR ([Tor95], [Wit95], [Nil97], [Nil98a], [Nil98b], [Nil98c], [Tor98], [Wit98]) es el liderado por el Dr. Björn Wittenmark y el Dr. Johan Nilsson, en el Lund Institute of Technology (Suecia). En estos trabajos se describen y analizan los problemas temporales (retrasos aleatorios y falta de sincronismo) que aparecen en los SCBR, desde un punto de vista fundamentalmente estocástico. Se proponen soluciones al problema empleando controladores óptimos estocásticos y asumiendo que el algoritmo de control dispone de información referente al instante de tiempo en el que se generó la información. Son destacables la descripción exhaustiva de los parámetros significativos en un SCBR, considerando la posibilidad de sistemas basados en tiempos y sistemas basados en eventos, así como los datos experimentales obtenidos a partir de buses de campo reales. El objetivo es minimizar una función de coste asumiendo que se dispone

de información completa acerca del estado de la planta y del retraso, utilizando estimadores óptimos (filtro de Kalman) en caso de no estar disponible dicha información.

Otro grupo de investigadores, liderado por el Dr. Peter H. Bauer en la University of Miami (EEUU) y el Dr. Kamal Premaratne en la University of Notre Dame (EEUU), ha realizado importantes contribuciones al problema de los SCBR ([Bau98], [Bau99a], [Bau99b], [Lor00], [Bau01a], [Bau01b], [Bau01c], [Sic01]). Sus trabajos se centran en el estudio de los SCBR con retrasos variables pero conocidos, considerando el caso de retrasos arbitrariamente grandes, demostrando que estos no son necesariamente perjudiciales para la estabilidad del sistema. Desarrollan condiciones suficientes de estabilidad y proponen estructuras de control basadas en múltiples reguladores distribuidos en la red compensando la influencia de los retrasos de acceso. También realizan un estudio exhaustivo de la naturaleza de los retrasos de comunicación variables, analizando sus propiedades. Sus últimos trabajos presentados ([Bau03], [Lor03a], [Lor03b]) se centran, fundamentalmente, en la influencia de las pequeñas derivas en la frecuencia de los relojes, físicamente separados, en los SCBR.

El grupo de investigación encabezado por el Dr. Gregory C. Walsh de la University of Maryland y la Dra. Linda G. Bushnell de la University of Washington, también ha presentado interesantes trabajos en el área de los SCBR ([Bel00], [Bel01], [Bus01], [Wal01a], [Wal01b], [Wal02a], [Wal02b], [Ye 00]). Utilizan la teoría no lineal y la presencia de perturbaciones para modelar la influencia del enlace compartido, aplicada a los SCBR con retrasos periódicos y aleatorios. En sus modelos se asume la posibilidad de asignar diferentes prioridades a la transmisión de información. Proponen predictores para estimar la salida de la planta mientras la comunicación no es posible, determinando las condiciones que se deben cumplir para garantizar la estabilidad, con la intención de diseñar el controlador sin tomar en cuenta la presencia del enlace compartido. Para ello desarrollan sus propios métodos de planificación dinámica del uso del enlace compartido, basados en la asignación de prioridades en función de la diferencia entre dos informaciones recibidas de forma consecutiva, en lo que han sido llamado algoritmos de codificación del error.

Cuenta con un buen número de artículos publicados, referentes a los SCBR ([Lia99], [Lia00], [Lia01a], [Lia01b], [Lia01c], [Lia01d], [Yoo01], [Lia02a], [Lia02b], [Ota02a], [Ota02b], [Yoo02], [Lia03]), el grupo coordinado por el Dr. James R. Moyne y la Dra. Dawn M. Tilbury, de la University of Michigan (EEUU). En estos trabajos se realiza un detallado análisis de los retrasos que aparecen en algunas redes empleadas en como medio de comunicación en los sistemas de control (Ethernet, ControlNet y DeviceNet), evaluando sus prestaciones. Para ello establecen una serie de parámetros temporales que caracterizan la red y determinan sus valores de forma experimental. Proponen modelos multivariantes para el SCBR y criterios para la selección del periodo de muestreo, teniendo en cuenta que, a diferencia de en un bucle de control convencional, la reducción de la frecuencia de muestro acabará degradando las prestaciones debido a la sobrecarga de información en el enlace compartido. El marco matemático establecido en estos trabajos permite al diseñador del sistema de control analizar la influencia de los retrasos temporales en las prestaciones. En sus trabajos más recientes se emplean estimadores para determinar la información perdida a cause del enlace compartido, sustituyendo de esta forma el ancho de banda por computación. Se analiza la estabilidad de la solución propuesta verificando los resultados mediante simulación y de forma experimental. A partir de los resultados obtenidos demuestran como en un SCBR, a diferencia de en un sistema de control discreto convencional, reducir el periodo de

muestreo no siempre mejora las prestaciones ya que al hacerlo aumenta el volumen de información utilizando el enlace compartido, haciendo aumentar el retraso.

Otro grupo de investigación que recientemente ha aportado importantes publicaciones a la línea de investigación que es objeto de estudio en este trabajo es el representado por el Dr. Michael S. Branicky de la Case Western Reserve University. Las primeras referencias estudian los sistemas híbridos de los cuales, los SCBR son un caso particular. Sin embargo, sus trabajos más recientes ([Bra00], [Zha01a], [Zha01b], [Zha01c], [Bra02], [Bra03]) se orientan específicamente a los SCBR. Empleando técnicas de análisis de la estabilidad de sistemas híbridos se estudia la influencia de la frecuencia de muestreo y del retraso impuesto por el medio compartido. Para ello proponen una representación gráfica de la región de estabilidad del SCBR. En su planteamiento se emplean sensores que operan basados en temporización, mientras que los controladores y actuadores operan por eventos, de forma que el periodo de transmisión no puede considerarse como constante. En estas condiciones se derivan condiciones suficientes que, impuestas sobre el periodo de transmisión, garantizan la estabilidad del SCBR. Los trabajos más recientes de este grupo se centran en la técnica de co-diseño que propone considerar conjuntamente el diseño del control y la planificación del medio compartido. En el enfoque tradicional se consideran por separado los aspectos relacionados con la planificación (ancho de banda, fiabilidad, cuantificación,...) y aquellos que son propios del control (estabilidad, precisión, tolerancia a fallos,...). Sin embargo, la influencia entre ambos aspectos es real y debería ser tenida en cuenta. Además el Dr. Branicky se encarga de mantener actualizada una página en Internet (*Networked Control Systems Repository*, cuya dirección actual es <http://home.cwru.edu/ncs/index.htm>) que constituye un verdadera base de datos (grupos de investigación, publicaciones, conferencias,...) de la línea de investigación.

De forma más reciente, el grupo de investigación liderado por el Dr. Mo-Yuen Chow, en la North Carolina State University ha aportado algunas contribuciones interesantes al problema de los SCBR ([Alm01], [Cho01a], [Cho01b], [Tip01], [Alm02a], [Alm02b], [Tip02], [Alm03]). Este grupo aporta una detallada revisión de los SCBR y la problemática asociada, su ámbito de aplicación, los parámetros que los caracterizan, así como de las distintas técnicas de control que han sido aplicadas con la intención de resolver el problema, tanto desde el punto de vista del diseño del controlador como desde la planificación del acceso al medio de comunicación compartido. Además de esta revisión general del estado del arte, proponen estructuras de control para compensar la influencia de los retrasos asociados al enlace, basadas en la lógica borrosa. Para ello emplean un regulador PI cuyos parámetros son ajustados externamente a partir de funciones de pertenencia basadas en el error percibido por el controlador. Otra técnica propuesta por este grupo, ([Cho03a], [Cho03b], [Tip03], [Tip04a], [Tip04b], [Tip04c], [Tip04d], [Tip04e]), denominada metodología de adaptación del control por usuario final, se basa en adaptar las ganancias del controlador a partir del volumen de tráfico o de la calidad del servicio durante el funcionamiento del sistema. Se asume para ello que los emisores de información del bucle de control son capaces de medir las condiciones de tráfico en la red. El concepto calidad del servicio (habitualmente denotado QoS) se ha utilizado con frecuencia en ingeniería de las comunicaciones para referirse a la productividad punto a punto (esto es, la cantidad de unidades de información transmitidas por unidad de tiempo) y a la cota superior de retraso entre emisión y recepción. El controlador, como usuario final del enlace, solicita una determinada QoS y, si sus exigencias no pueden ser satisfechas, el controlador adaptará sus parámetros para tratar de conseguir las mejores prestaciones. En sus últimas contribuciones utilizan el concepto de *middleware*, que se refiere a la implementación de aplicaciones enlazadas y

compartiendo recursos a través de una red, para colaborar en el esfuerzo de control. La metodología que proponen modifica la acción de control generada por el controlador en función de las condiciones de tráfico de información observadas, lo cual supone una adaptación de la ley de control a las condiciones de utilización del medio compartido.

De modo especial cabría citar los trabajos presentados como tesis doctorales en diversas universidades, relacionadas total o parcialmente con la línea de investigación dedicada a los SCBR. Algunos de estos trabajos han sido utilizados como fuente de información en el desarrollo del presente trabajo:

- Rogelio Luck. "Observability and delay compensation of integrated communication and control systems". Department of Mechanical Engineering, Pennsylvania State University, 1989.
- Martin Törngren. "Modeling and design of distributed real-time control applications". Department of Machine Design. The Royal Institute of Technology, 1995.
- Michael Branicky. "Studies in hybrid systems: Modeling, analysis and control". Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, 1995.
- Johan Nilsson. "Real-time control systems with delays". Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 1998.
- Dimitrios Hristu-Varsakelis. "Optimal control with limited communication". Division of Engineering and Applied Sciences, Harvard University, 1999.
- Sekhar Chandra Tatikonda. "Control under communication constraints". Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, 2000.
- Wei Zhang. "Stability analysis of networked control systems". Department of Electrical Engineering and Computer Science, Case Western Reserve University, 2001.
- Feng-Li Lian. "Analysis, design, modeling and control of networked control systems". University of Michigan, 2001.
- Andreas Horjel. "Bluetooth in control". Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 2001.
- Serdar Yuksel. "State estimation and control for LTI systems over communication channels". Department of Electrical and Computer Engineering, University of Illinois, 2003.
- Jimmy Kin Cheong So. "Delay modeling and controller design for networked control systems". Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 2003.
- Nicholas J. Ploplys. "Wireless feedback control of mechanical systems". Department of Mechanical and Industrial Engineering, University of Illinois, 2003.

Además de las referencias citadas en este capítulo existen otras muchas que, de manera total o parcial, están relacionadas con los SCBR. En el capítulo 9 se presenta una relación de las publicaciones más significativas que han sido presentadas en revistas o congresos de relevancia internacional. El aumento significativo de publicaciones en los últimos años pone de manifiesto el creciente interés de este tipo de sistemas de control en la comunidad científica.

## 2.2.- Referencias relacionadas con los SCBR

Además de las referencias relacionadas en el apartado anterior, directamente relacionadas con los SCBR, otras muchas han sido utilizadas como base de conocimientos para el trabajo que aquí se presenta.

Los sistemas híbridos de control son sistemas de control en los que se combinan elementos de naturaleza continua y discreta con elementos cuyo comportamiento está determinado por la ocurrencia de eventos de naturaleza discreta. Entre las aplicaciones de los sistemas híbridos de control se pueden considerar el control de procesos continuos mediante máquinas secuenciales o de estados finitos, el control de procesos complejos mediante estructuras jerárquicas y la interacción del control continuo con algoritmos de planificación discretos. En cualquier caso, los sistemas híbridos se emplean para modelar estructuras de control de complejidad elevada cuyo estado viene determinado por la combinación del estado continuo y del estado discreto. En este sentido, los SCBR constituyen un caso particular de este tipo de sistemas puesto que la planta a controlar es, habitualmente, un sistema continuo, el controlador es un sistema discreto y el enlace de comunicación compartido, sometido a la variabilidad propia del tráfico de información, es un sistema basado en eventos discretos. Algunas referencias de interés en esta línea de investigación incluyen las siguientes: [Ben90], [Bra95], [Des95], [Sas95], [Mal96], [Pur96], [Bra97], [Bra98], [Cai98], [Van98], [Hed99], [Lyg99], [DeC00], [Sim01].

Los SCBR, tal y como han sido considerados en este trabajo, constituyen también un caso particular de los sistemas de control multifrecuencia. Este tipo de sistemas de control discretos se caracterizan por el empleo de dos o más frecuencias diferentes en el bucle de control. Dado que en los SCBR, los dispositivos que están separados por el medio de comunicación compartido no tienen necesariamente que utilizar la misma frecuencia, las técnicas de control multifrecuenciales son de aplicación en el análisis y diseño de estructuras de control. Desde el punto de vista de las conversiones A/D y D/A, el SCBR supone irregularidades en dichas conversiones que hacen que tengan relación con el control con muestreo no convencional. En esta línea de investigación se estudian aquellas estructuras de control en las que los instantes de muestreo de la variable de interés y los de actuación sobre el proceso controlado no están necesariamente equiespaciados en el tiempo. Como se describirá en la segunda parte de este trabajo, la aleatoriedad inherente al medio de comunicación compartido puede traducirse en muestreo y actuación irregulares que influyen en las prestaciones del sistema y que pueden ser analizadas y mejoradas utilizando las técnicas de control con muestreo no convencional. Además, se consideran también en esta área los sistemas de control con pérdida de información que tienen una relación directa con la limitación en ancho de banda disponible en el enlace compartido. La línea de investigación dedicada al control multifrecuencia y con muestreo no convencional incluye gran cantidad de trabajos publicados entre los que cabe citar como ejemplos de especial interés para el trabajo desarrollado las siguientes referencias: [Sk155], [Kra57], [Kal59], [Jur67], [Mey75], [Gla83], [Ara86], [Tho86], [Alb90], [God90], [Mey90], [Ara93], [Sal92], [Sal93], [Lon94], [Alb96], [Cam99], [Alb99a], [Alb99c], [Tan99], [Tor99], [Yup99], [Sal00b].

Otra línea de investigación que tiene una relación directa con el tema que es objeto de estudio en el presente trabajo es la dedicada a los sistemas de control distribuidos. Este tipo de sistemas se caracteriza por que, a diferencia de los sistemas de control convencionales, el elemento que desempeña la tarea de control no está localizado en un único punto del bucle de control. Respecto al control centralizado convencional, este tipo de estructuras de control proporcionan una mayor fiabilidad, flexibilidad y facilidad de mantenimiento. Al disponer de varios dispositivos de control, que pueden estar o no físicamente separados, es necesario considerar la interacción entre ellos y la consistencia de la información que manejan. En general, este tipo de sistemas necesitarán de algún tipo de comunicación entre los dispositivos que integran la tarea de control. Los SCBR pueden ser considerados entre este grupo de sistemas de control en el momento que, como se describirá en el capítulo siguiente, se empleen varios dispositivos de control. En este trabajo se va a considerar la posibilidad de separar la tarea de control en un controlador remoto que se comunica con la planta a través de un medio de comunicación compartido y un controlador local a la planta sin limitaciones en cuanto a la comunicación. Esta estructura de control constituye, en sí misma, un sistema de control distribuido. Con frecuencia esta línea de investigación se considera integrada dentro de otra con un ámbito de aplicación más amplio y que es la dedicada a los sistemas de tiempo real. En ésta se estudian aspectos relacionados con tareas de computación en las cuales existen requisitos temporales si el cumplimiento de los cuales los resultados no pueden ser considerados correctos. Dado que en un sistema de control con fuertes requerimientos temporales, en el cálculo de acciones de control no sólo importa el valor de las mismas sino también el instante de tiempo en que están disponibles, el algoritmo de control puede ser considerado dentro de este tipo de sistemas. Esto da lugar a los que se conocen como sistemas de control en tiempo real. La relación con los SCBR reside en que en esta línea se consideran aspectos como la sincronización entre elementos de cálculo físicamente separados, que son de gran importancia cuando está presente el medio de comunicación compartido. Entre los trabajos dedicados a sistemas de control distribuidos y a sistemas de control en tiempo real se pueden citar las siguientes referencias: [Tin94], [Kou95], [Hon97], [Alb99b], [Ove99], [Tov99], [Arz00], [Cer00], [Mar01], [Stu01], [Lin02], [Mar02], [Yep02], [Cer03].

### **3.- ESCENARIO DEL PROBLEMA**

En la figura 1.3 se muestra una sencilla representación de lo que se entiende por un SCBR. Como ya se ha comentado, se caracteriza por la presencia de un medio de comunicación compartido entre el controlador y la planta continua bajo control. El estudio de la influencia de este enlace compartido sobre las prestaciones del sistema y la propuesta de soluciones desde el punto de vista del diseño de la estructura de control es el objeto del presente trabajo.

Separados por el enlace compartido se pueden distinguir dos partes en el SCBR. El conjunto de elementos que están en contacto directo con la planta continua cuyo comportamiento se pretende gobernar se denominará, de ahora en adelante, la parte local del SCBR. El contacto directo implica la disponibilidad de enlaces de uso exclusivo para la comunicación entre la planta y la parte local del SCBR. Por otro lado, el conjunto de elementos no conectados directamente con la planta continua se denominará la parte remota del SCBR. A través del medio compartido, característico del SCBR, se implementan dos enlaces virtuales de comunicación, independientemente de que se materialicen sobre el mismo medio físico. El enlace local-remoto (LR) es el que transporta la información entre la parte local y la remota del SCBR. Este es el enlace que da lugar a la realimentación del sistema de control. De la misma, forma, el enlace remoto-local (RL) transporta la información desde la parte remota hacia la local. En general, cualquiera de los dos enlaces del medio de comunicación compartido supondrá una limitación en cuanto a la frecuencia de muestreo de la señal transmitida.

Según se muestra en la figura 1.3, no está prevista la implementación de un dispositivo de control local a la planta. Sin embargo esta es una posibilidad que no se debería despreciar. En este esquema sencillo se considerará la estructura básica del SCBR y se utilizará como punto de partida para el desarrollo de los modelos y la propuesta de soluciones a los problemas causados por el uso del enlace compartido. A partir de la estructura básica, se considerará la posibilidad de disponer de un control local a la planta, que comunica con la misma a través de un enlace de uso exclusivo, con la intención de estudiar la mejora que supone en el comportamiento del sistema.

#### **3.1.- Parámetros del modelo**

Se relacionan a continuación los parámetros que caracterizan los distintos elementos del escenario del problema. En función del valor de estos parámetros y la relación entre ellos se plantearán distintos tipos de SCBR que serán descritos en posteriores apartados.

##### **3.1.1.- Periodos de muestreo**

En este grupo se incluyen los periodos de muestreo asociados a los elementos presentes en el SCBR. Tal y como se aprecia en la figura 1.3, se consideran tres bases de tiempo en el SCBR, en principio, independientes. Dichas bases de tiempo son las asociadas al sensor empleado en la captura de información para la realimentación, al controlador situado en la parte remota del SCBR y al actuador. En un sistema de control convencional las tres bases de tiempo convergen en una sola. Sin embargo en un SCBR, al tratarse de dispositivos físicamente separados y sin posibilidad de comunicación permanente, debe considerarse la posibilidad de que sean diferentes. Como se describirá más adelante, la base de tiempos del actuador es compartida por todos los elementos de

la estructura de control local. Todas las bases de tiempo se van a considerar iguales en frecuencia y, por lo tanto, caracterizadas por el mismo periodo de muestreo. Este periodo se denominará periodo de muestreo básico del SCBR y se representará mediante la variable  $T$ . Evidentemente las posibilidades de la estructura de control aumentan si se permiten diferentes periodos de muestreo a los tres dispositivos pero este caso más general no será objeto de estudio en el presente trabajo.

El periodo de muestreo básico determinará la captura de información en el sensor, la generación de acciones de control y la aplicación de las mismas. El motivo por el cual se consideran tres bases de tiempo distintas, cuando en realidad se trata de una única frecuencia, es porque, a pesar de que no es difícil garantizar que la frecuencia sea la misma, es muy probable que no se pueda garantizar de la misma forma una igualdad en su fase. El hecho de que se trate de bases de tiempo físicamente separadas y sin posibilidad de comunicación a través de un enlace permanente hace difícil garantizar la sincronización. Se asume que el periodo de muestreo básico es suficiente para cumplir las especificaciones de funcionamiento deseadas mediante un control discreto monofrecuencia convencional. Es decir, si el bucle de control está libre de las limitaciones impuestas por el enlace compartido, la frecuencia de muestreo y control que determina el periodo básico es suficiente para lograr un comportamiento adecuado del sistema

Además de este periodo de muestreo básico existen otros dos asociados a los enlaces de comunicación local-remoto y remoto-local. Mediante ellos se modelan las limitaciones en la capacidad de transmitir información como consecuencia de emplear un enlace compartido. Los dos periodos de muestreo asociados a los enlaces de comunicación se denotarán como  $T_{LR}$  y  $T_{RL}$ , respectivamente. En ambos casos, el periodo de muestreo básico será siempre igual o inferior que los asociados a la comunicación. Si el canal no presenta limitaciones más allá del periodo de muestreo con el que se genera la información a transmitir los periodos de muestreo serán iguales, significando que toda la información es transmitida. Si el canal de comunicación presenta limitaciones en cuanto a la cantidad de información que permite transmitir por unidad de tiempo será necesario establecer un periodo de muestreo mayor, lo cual implica una reducción de la frecuencia de la señal discreta transmitida a través del enlace compartido. Esta reducción de frecuencia supone una conversión digital-digital (D/D). Según esto, las condiciones impuestas a los periodos de muestreo presentes en el SCBR son las siguientes:

- $T_{LR} \geq T$ : Esta condición viene impuesta por el hecho de que es el enlace compartido, que se emplea en la comunicación entre las partes local y remota del SCBR, el elemento que limita la frecuencia de la señal transmitida. El ancho de banda del enlace debe repartirse entre todos los dispositivos que comparten su uso, de manera que el tiempo disponible para transmitir información es menor que en el caso del enlace de uso exclusivo. El sensor captura información con un periodo de muestreo lo suficientemente pequeño para las necesidades de control, el periodo básico  $T$ . Sin embargo, es posible que el enlace compartido no sea capaz de soportar esa frecuencia y necesite ser reducida. La intención es garantizar que todas las muestras capturadas con periodo de muestreo  $T_{LR}$  sean transmitidas hacia el controlador remoto. Esto supone que desde el punto de vista del receptor de la información el periodo de muestreo efectivo sea  $T_{LR}$ .
- $T_{RL} \geq T$ : Por los mismos motivos que la anterior condición, es posible que sea necesario reducir la frecuencia antes de transmitir las acciones de control calculadas por el controlador remoto. A partir de la información

recibida desde la parte local, el controlador remoto genera una secuencia de acciones de control con un periodo  $T$ . Si el enlace no impone limitaciones adicionales todas las acciones de control son transmitidas y llegan hasta el actuador. Si el enlace para la transmisión de las acciones no es capaz de soportar la frecuencia de generación, deberá aumentarse el periodo de muestreo hasta que sea posible garantizar que no se pierde ninguna acción de control de forma no prevista, mientras espera la concesión del enlace. Independientemente de que sea  $T$  el periodo de muestreo con el que se generan las acciones de control, el periodo de muestreo efectivo percibido por el receptor es  $T_{RL}$ .

- El periodo de muestreo básico del SCBR ( $T$ ) es siempre lo suficientemente pequeño para cumplir las especificaciones de control deseadas. Esto significa que el periodo de muestreo de la variable de interés, generación y aplicaciones de acciones de control es adecuado, desde el punto de vista del tiempo de establecimiento y las características frecuenciales del bucle de control.
- Los periodos de muestreo son siempre conmensurables entre si, es decir, hay una relación de multiplicidad entera entre cada par de periodos de muestreo. No se considerará el caso de relación no entera entre los periodos de muestreo.

El caso más sencillo será aquel en el que todos los periodos de muestreo sean iguales (SCBR monofrecuencia). Si dos de los periodos de muestreo son iguales y el tercero es distinto (SCBR bifrecuencia) será debido a que uno de los dos enlaces de comunicación o los dos imponen limitaciones en la frecuencia de muestreo de la señal correspondiente. El caso más general será aquél en el que los tres periodos de muestreo son diferentes entre si (SCBR multifrecuencia).

En relación con los periodos de muestreo se definen dos parámetros adicionales que definen la relación de conversión entre las señales discretas de periodos de muestreo diferentes (multiplicidad). El parámetro  $N_{LR}$  se empleará para expresar la relación entre el periodo asociado al enlace LR y el periodo básico del SCBR ( $N_{LR}=T_{LR}/T$ ). De la misma forma, se denotará como  $N_{RL}$  a la relación entre el periodo del enlace RL y el periodo básico ( $N_{RL}=T_{RL}/T$ ). Por las condiciones impuestas a los periodos de muestreo se cumple que ambas multiplicidades serán valores enteros mayores o iguales que la unidad.

### 3.1.2.- Retrasos

En el SCBR, tal y como se ha definido, aparecerán una serie de retrasos que tendrán influencia en las prestaciones del sistema. No se consideraran en este trabajo retrasos debidos a los tiempos de cómputo correspondientes a los controladores ni tampoco los debidos a las conversiones A/D, D/A y D/D. Sólo se tendrán en cuenta los retrasos asociados al medio de comunicación compartido empleado para comunicar los distintos elementos que integran el SCBR. El resto de retrasos, en caso de ser significativos, siempre pueden incluirse como parte de los retrasos de acceso al medio. Los retrasos que se van a considerar son los siguientes:

- $\delta_{LR}$ : Retraso de la comunicación entre la parte local y la remota del SCBR. Incluye el retraso de acceso al medio correspondiente a las peticiones del sensor que captura la información para la realimentación remota y el retraso de propagación de la información transmitida. En definitiva, determina el

tiempo que transcurre desde que el sensor solicita la utilización del enlace compartido hasta que la información transmitida llega al receptor que, en este caso, es el controlador remoto. Debido a la naturaleza aleatoria del tráfico de información en el enlace, este retraso se considerará variable de forma aleatoria, aunque acotado superiormente. La cota superior de este retraso, que se asume constante y conocida, es la que determina el periodo de muestreo  $T_{LR}$  y viene impuesta, fundamentalmente por la política de arbitraje del enlace.

- $\delta_{RL}$ : Retraso de la comunicación remoto-local. Igual que el anterior pero para la comunicación desde el controlador remoto hasta la planta. Incluye el retraso de acceso correspondiente a las peticiones del controlador remoto y el retraso de propagación de la información transmitida por éste. De la misma forma que el anterior, se considera aleatorio y acotado superiormente por el periodo de muestreo  $T_{RL}$ .

Para evitar la pérdida de información en el acceso al medio compartido se impone la condición de que el retraso de acceso en el peor de los casos será siempre menor que el periodo de muestreo de la señal discreta generada por el emisor de información:

- $\delta_{LR} < T_{LR}$ : Esta condición garantiza que no se perderán muestras capturadas por el sensor para realimentación remota por estar esperando el acceso al enlace compartido. Incluso en el peor de los casos la concesión del enlace llegará antes de capture la siguiente muestra a transmitir.
- $\delta_{RL} < T_{RL}$ : De la misma forma que la anterior, con esta condición se garantiza que no hay pérdida de acciones generadas por el controlador remoto mientras espera la concesión del acceso al enlace compartido. Todas las acciones generadas en el controlador remoto llegarán, tarde o temprano, extremo local del enlace compartido.
- El retraso de acceso en ambos enlaces de comunicación del SCBR es de carácter aleatorio pero cíclico.

### 3.1.3.- Desfases

Debido a que los dos grandes bloques en los que se puede dividir el SCBR (remoto y local) no tienen una comunicación permanente es difícil garantizar una perfecta sincronización entre las bases de tiempo que controlan las tareas que se llevan a cabo en ambos extremos del enlace compartido. Esto significa que los instantes correspondientes a dichas bases de tiempo no tienen porque necesariamente suceder a la vez.

En la parte local del SCBR están presentes dos bases de tiempo iguales en frecuencia, determinada por el periodo de muestreo básico. La primera de ellas determina la ocurrencia de los instantes de muestreo en los cuales se captura la información que es realimentada hacia el controlador remoto. La segunda esta asociada al dispositivo actuador y al resto de elementos de la estructura de control local, en caso de que exista. La única base de tiempos presente en la parte remota del SCBR determina la generación de acciones en el controlador remoto, a partir de la información recibida a través del enlace compartido. El desfase será nulo en el caso ideal de perfecta sincronización. Cuando no se pueda garantizar dicha sincronización entre las bases de tiempo a ambos lados del enlace compartido se modelará considerando un desfase. En principio, dicho desfase será considerado constante. Como se describirá más adelante, la posibilidad de

desfase variable puede modelarse como el muestreo irregular que aparece en el modo de operación por eventos de los dispositivos sensor y actuador. Los dos parámetros que caracterizan el desfase son los siguientes:

- $\Delta_{LR}$ : Desfase entre la señal de reloj del sensor para realimentación remota y la del controlador remoto. Representa el mínimo tiempo que transcurre entre un instante de muestreo y un instante de generación de acción de control.
- $\Delta_{RL}$ : Desfase entre la señal de reloj del controlador remoto y la del actuador. Corresponde al mínimo tiempo entre un instante de generación de acciones remotas y un instante de actuación.

En el caso de que exista una estructura de control local a la planta donde todos los elementos están comunicados mediante enlaces exclusivos, la base de tiempos es común y, por lo tanto, no existe desfase. En este caso los instantes de actuación coinciden con los instantes de muestreo en el sensor para la realimentación local y con los instantes de generación de acciones en el controlador local.

Obviamente, el desfase nunca será mayor que el periodo de muestreo básico del SCBR ya que este es el periodo de las tres bases de tiempo presentes en el mismo. Por lo tanto, las condiciones a imponer a estos parámetros, que caracterizan el desfase, serán las siguientes:

- $\Delta_{LR} < T$ .
- $\Delta_{RL} < T$ .

### 3.1.4.- Funciones de transferencia

En el caso más general se ha supuesto la existencia de un elemento dinámico de naturaleza discreta en ambos extremos del enlace compartido. Se trata de los reguladores remoto y local cuyo comportamiento será diseñado para lograr el cumplimiento de ciertas especificaciones de funcionamiento. Las funciones de transferencia correspondientes a estos controladores serán:

- $G_{RR}(z)$ : Función de transferencia discreta correspondiente al regulador situado en el extremo remoto del enlace compartido. El periodo de muestreo propio de esta función de transferencia es el periodo básico del SCBR. Esta función de transferencia siempre estará presente en el sistema.
- $G_{RL}(z)$ : Función de transferencia discreta correspondiente al regulador situado en el extremo local de enlace compartido. El periodo de muestreo propio de esta función de transferencia es el periodo básico del SCBR. Esta función de transferencia sólo estará presente en los SCBR que disponen de una estructura de control local.

Además de estas funciones de transferencia discretas que serán diseñadas para cumplir especificaciones y resolver los problemas introducidos por el uso del enlace compartido, es necesario disponer del modelo de la dinámica de la planta continua a controlar. Este modelo viene expresado por una función de transferencia continua,  $G_P(s)$ , y una discreta,  $G_P(z)$ . La primera es el modelo del verdadero comportamiento dinámico del proceso y la segunda es el equivalente discreto con retenedor de orden cero. El periodo de muestreo asociado a esta última es el periodo básico del sistema. En el

procedimiento de diseño que se desarrolla en este trabajo se utilizará como objetivo la secuencia de muestras correspondiente a la salida de  $G_P(z)$ . Sin embargo, el verdadero comportamiento viene expresado por la evolución temporal de la salida de  $G_P(s)$ , en la que pueden aparecer oscilaciones ocultas que no se observen en la secuencia de muestreo.

Como el periodo de muestreo empleado en el control discreto es lo suficientemente pequeño (esto es, la frecuencia de muestreo es lo suficientemente alta) el equivalente discreto de la planta continua es una suficientemente buena aproximación de la dinámica continua de la planta. Cualquier regulador correctamente diseñado a partir de  $G_P(z)$  funcionará de manera correcta cuando actúe sobre la planta continua, a través de las correspondientes conversiones A/D y D/A operando al periodo de muestreo básico, T.

### **3.2.- Tipos de SCBR según la estructura de control local**

El SCBR se caracteriza por la presencia de un enlace compartido para la comunicación entre control y planta. Esto implica, de modo obligatorio, la presencia de un controlador remoto, en el sentido de que está físicamente separado del proceso a controlar mediante un enlace que no siempre está disponible. La presencia del controlador remoto no se da en aquellos sistemas que emplean el enlace compartido únicamente para tareas de monitorización (visualización de variables de interés, indicación de alarmas,...). Sin embargo, este tipo de sistemas no pueden considerarse verdaderos SCBR ya que en éstos el medio de comunicación compartido se emplea para implementar el bucle de control y la comunicación es bidireccional.

El control remoto, a través del enlace compartido, no impide la presencia de una estructura de control local a la planta. Este control local comunica con la planta a través de un enlace de uso exclusivo y, por lo tanto, sin las limitaciones asociadas al enlace compartido. Según esto se van a plantear tres tipos diferentes de SCBR, en función de la estructura de control local. Estos tipos de SCBR se describen a en los subapartados que vienen a continuación.

#### **3.2.1.- SCBR sin control local (SCBR-A)**

En este tipo de SCBR no se implementa ningún tipo de estructura de control local. El único dispositivo de control presente en el sistema está en la parte remota del SCBR y comunica con el proceso controlado a través del enlace compartido. En la figura 3.1 se representa este tipo de SCBR. El sensor captura muestras de la variable de interés, en principio, de forma regular en función de una base de tiempos que le indica los instantes de muestreo. Dichas muestras deberán ser realimentadas al controlador remoto que las utilizará como información para generar las acciones de control a aplicar a la planta. Puesto que la comunicación se realiza a través de un enlace cuya utilización es compartida por otros dispositivos, probablemente formando parte de otros bucles de control, es posible que el enlace esté ocupado en el momento en el que el sensor desea utilizarlo. Esto supone la aparición de un retraso de acceso al medio que no es más que el tiempo que el dispositivo emisor (en este caso el sensor) debe esperar hasta que le es concedido el uso del enlace compartido. La magnitud de este retraso de acceso dependerá del grado de utilización del medio de comunicación, esto es, del número de dispositivos compitiendo por su uso y del volumen de información transmitida. El retraso de acceso también se verá afectado por otros factores relacionados con la realidad física del medio de comunicación compartido (topología de la red, política de arbitraje del medio, tamaño de las tramas empleadas en la transmisión, fiabilidad del medio,...).

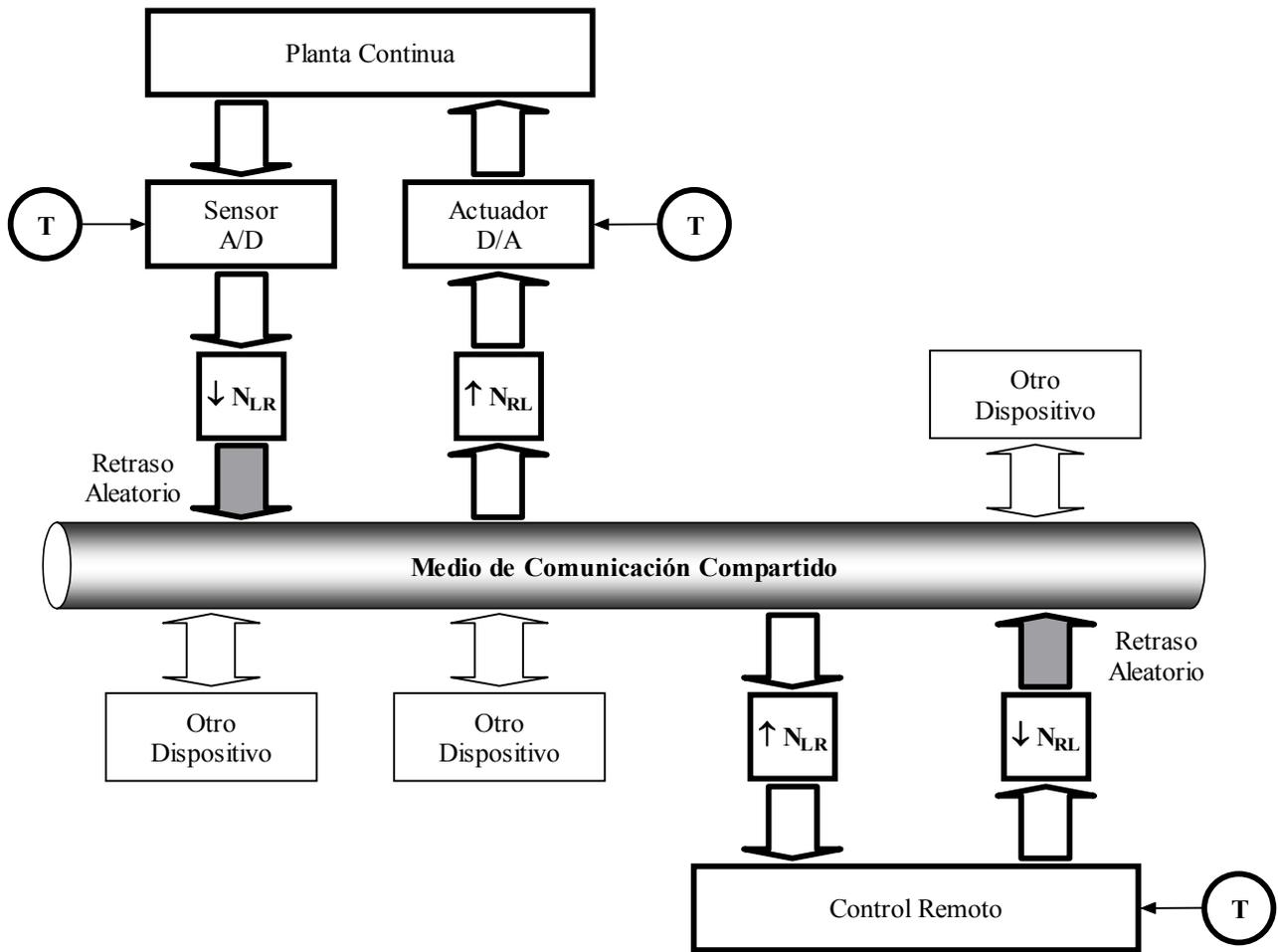


Figura 3.1.- SCBR-A

Si no estuvieran presentes las limitaciones frecuenciales impuestas por el enlace compartido, el controlador remoto operaría con un periodo de muestreo igual al periodo de muestreo asociado al sensor empleado en la realimentación. Este es el modo habitual de funcionamiento de un bucle de control discreto convencional. Es por esto que, como se muestra en la figura, la base de tiempos que gobierna al controlador remoto y, por lo tanto, la generación de acciones de control es la misma que la que determina el muestreo de la variable de interés. Sin embargo, el periodo de muestreo de la señal recibida a través del medio de comunicación compartido, que es la entrada del controlador remoto, es el que viene impuesto por las limitaciones del enlace. Debido a ello, dado que el periodo de muestreo de la señal recibida es siempre mayor o igual que el periodo de muestreo asociado al controlador, puede ser necesario un incremento de frecuencia o, lo que es lo mismo, una reducción del periodo de muestreo. Este aumento de la frecuencia puede llevarse a cabo mediante diversas técnicas de interpolación, tratando de recuperar la información eliminada antes de la transmisión. Sin embargo, también puede realizarse mediante una operación de expansión (inserción de muestras nulas entre cada par de muestras significativas consecutivas) dejando la tarea de interpolación al controlador remoto.

Las acciones de control son calculadas por el controlador remoto a partir de la información proporcionada por el sensor a través del medio de comunicación compartido, convenientemente expandidas en frecuencia si es necesario. Dichas acciones se deben aplicar a la planta continua a través del actuador que realiza la correspondiente conversión D/A. Dado que el controlador remoto y el actuador se comunican a través del medio compartido (que, en este caso, se trata del enlace RL), es posible que las

limitaciones del mismo hagan necesaria una operación de diezmado (eliminación de muestras) en el emisor y una operación de expansión (inserción de muestras nulas) en el receptor, de la misma forma que se ha descrito para el enlace LR. Una vez recibidas, las acciones de control serán aplicadas a la planta utilizando para ello el mismo periodo de muestreo que se empleó en la captura de muestras y en la generación de acciones de control, como se haría en un bucle de control convencional.

Para garantizar que no se pierde información mientras el emisor espera para acceder al enlace, la frecuencia de la señal discreta a transmitir deberá reducirse lo suficiente como para asegurar que el tiempo entre dos muestras nunca exceda del retraso de acceso en el caso peor. Esto supone una operación de diezmado que aumentará el periodo de muestreo y, por lo tanto, reducirá la frecuencia de muestreo para adaptarla al ancho de banda efectivo del enlace compartido. Dicha operación del diezmado, que se llevará a cabo en el emisor de la información, está caracterizada por un factor  $N$  (multiplicidad) que indica la magnitud de reducción de la frecuencia. Con la intención de simplificar el planteamiento, se considera que esta multiplicidad  $N$  es un número entero, significando que  $N-1$  muestras de cada grupo de  $N$  consecutivas es eliminada para asegurar que ninguna se pierde durante la espera. La diferencia fundamental entre muestras que se pierden mientras esperan a que se les conceda el permiso de utilización del enlace compartido y muestras que son eliminadas de forma intencionada por el proceso de diezmado, es que en este caso se sabe con certeza qué muestras llegan a su destino y qué muestras no lo hacen, mientras que en aquél la aleatoriedad del acceso introduce incertidumbre.

En este tipo de SCBR, las acciones de control recibidas (convenientemente aumentada la frecuencia si es necesario) son aplicadas directamente a la planta sin ser procesadas de ninguna forma y las muestras capturadas en las variables de interés son enviadas a través del enlace compartido sin ser utilizadas previamente. De esta forma se representan aquellos bucles de control en los que el único dispositivo con capacidad de cálculo está en el extremo remoto del enlace y no es posible realizar ningún tipo de tratamiento de la información recibida. El motivo por el cual se han representado dos bases de tiempo diferentes (aunque de la misma frecuencia) para la aplicación de acciones y para la captura de muestras es porque se va a considerar la posibilidad de que sensor y actuador estén físicamente separados. En estas condiciones es fácil suponer la presencia de un cierto desfase entre los instantes de muestreo y los instantes de actuación.

En la figura 3.2 se muestra una representación de este tipo de SCBR en forma de diagrama de bloques. El dispositivo sensor genera una señal discreta de periodo de muestreo  $T$ . Esta señal será sometida a una conversión de frecuencia, que en realidad es una conversión digital-digital (bloques  $\downarrow N_{LR}$  y  $\uparrow N_{LR}$  para reducción y aumento de la frecuencia, respectivamente) para adaptarla a las exigencias del enlace LR. En el extremo receptor de dicho enlace la frecuencia es de nuevo convertida al periodo de muestreo básico del SCBR. Comparada con una señal de referencia y procesada mediante el controlador remoto, la información recibida da lugar a una señal discreta de acciones de control. Esta señal ha de ser transmitida a través del enlace RL para lo cual puede ser necesaria una reducción de la frecuencia que se llevará a cabo mediante las correspondiente conversión de frecuencia (esta vez con multiplicidad  $N_{RL}$ ). La información recibida en el extremo local es aplicada a la planta continua por medio del actuador, operando a periodo  $T$ . La parte continua del bucle de control comprende la señal generada por el actuador, la planta controlada y la variable de interés muestreada por el sensor para la realimentación.

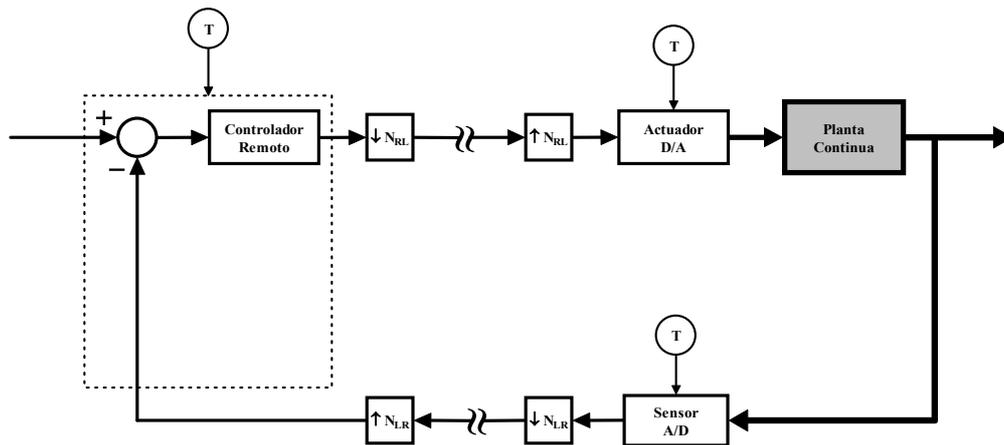


Figura 3.2.- Diagrama de bloques del SCBR-A

Nótese que de esta forma, si hay reducción en la frecuencia en el enlace RL la expansión en el extremo local dará lugar a que la secuencia de acciones aplicadas contenga  $N_{RL}-1$  acciones nulas por cada una significativa. Una posibilidad más razonable consiste en realizar el incremento de frecuencia mediante una operación de réplica. Para ello tan sólo es necesario que en el extremo local exista un dispositivo con memoria y no es necesario que cuente con capacidad de cálculo. Evidentemente ninguna de estas dos posibilidades de incremento de la frecuencia, darán lugar a la secuencia de actuación más adecuada y, aunque es posible que sea correcta desde un punto de vista matemático, en la práctica dará lugar a oscilaciones ocultas y, en definitiva, malfuncionamiento en la variable de interés de naturaleza continua. Es por esto que será más apropiado que en el extremo local se hiciese una reconstrucción de la información perdida mediante algún tipo de interpolación. Pero para ello será necesario que el extremo local del SCBR disponga un elemento con capacidad de cálculo (esto es, un controlador local) como se propone en la siguiente estructura. Si en el extremo remoto no existe un dispositivo capaz de procesar la información transmitida por el enlace RL, no será posible realizar ningún tipo de interpolación para recuperar la información perdida por las limitaciones en la comunicación.

La justificación de una estructura de control como esta reside en el hecho de que en ocasiones interesa tener el control físicamente separado de la planta y no es posible establecer un enlace de uso exclusivo (por ejemplo, por motivos económicos), y además en el extremo local del bucle únicamente se dispone de sensores y actuadores sin ningún tipo de capacidad de cálculo. Como se verá más adelante, de esta forma no es posible recuperar la información perdida en la comunicación control-planta pero, un diseño apropiado del controlador remoto permitirá al menos paliar la pérdida de información en la comunicación planta-control, consiguiendo mejorar las prestaciones respecto a las que se obtendrían con un bucle de control lento convencional.

### 3.2.2.- SCBR con control local en bucle abierto (SCBR-B)

En este caso, el SCBR dispone de un elemento con capacidad de cálculo en el extremo local del medio de comunicación compartido. Este controlador local será el encargado de generar la secuencia de acciones de control que efectivamente se aplicarán en la planta. En la figura 3.3 se representa este tipo de SCBR. Como se puede apreciar la estructura de control remota es en bucle cerrado mientras que la local es una estructura de control en bucle abierto. Se asume que, además de estar ambos situados en la parte local del SCBR, el controlador local y el actuador están físicamente próximos y por ello comparten la misma base de tiempos. Es decir, el reloj a partir del cual se generan las

acciones en el controlador local y el reloj que determina su aplicación sobre la planta son el mismo o, al menos, están sincronizados en frecuencia y fase. La única diferencia con el caso anterior es que ahora la señal discreta de acción de control recibida a través del enlace RL, es procesada por el controlador local, después de adaptar la frecuencia, en el caso de que sea necesario. De esta forma, el controlador local puede implementar estrategias de interpolación para paliar, en la medida de lo posible, la pérdida de información causada por las limitaciones del enlace compartido. Esto supone una ventaja desde el punto de vista de las prestaciones del sistema, al permitir una reconstrucción más eficiente de la información no transmitida.

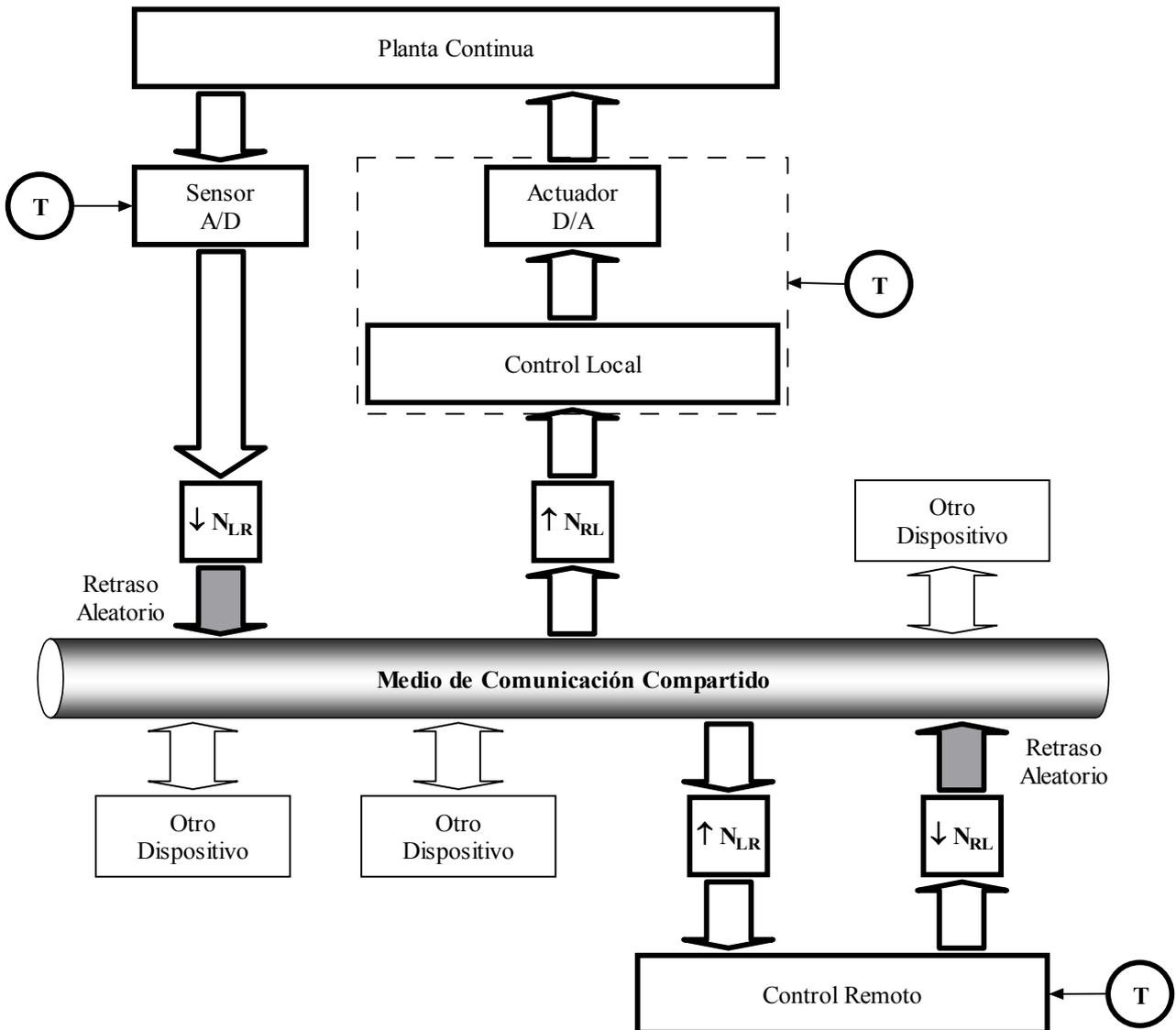


Figura 3.3.- SCBR-B

Como la comunicación entre el controlador local y la planta no emplea un enlace compartido, la señal de control aplicada no está sometida a las limitaciones propias del SCBR. La secuencia de acciones de control generadas por el controlador local está asociada al periodo de muestreo básico del SCBR, de la misma forma que el actuador. La información utilizada por el controlador local para la generación de las acciones es la señal generada por el controlador remoto, transmitida a través del enlace compartido, con las limitaciones que ello implica, convenientemente expandida para adaptarla a la frecuencia a la cual operan el controlador local y al actuador.

En la figura 3.4 se muestra el diagrama de bloques correspondiente al SCBR-B. Como se puede apreciar en la figura, las acciones que resultan del incremento de frecuencia en recepción del enlace RL son procesadas por el controlador local antes de ser aplicadas a la planta. Este procesamiento local a la planta opera a la frecuencia determinada por el periodo de muestreo básico del SCBR, que es suficiente para los objetivos de control. En realidad la tarea de este controlador local consiste en la realización de una interpolación que trata de recuperar la información perdida debido a las limitaciones impuestas por el enlace compartido. En el SCBR sin control local, la información perdida se sustituye por muestras nulas que es la forma más sencilla (y seguramente la menos eficiente) de realizar esta tarea. Disponer de un elemento con capacidad de cálculo y que puede operar a frecuencia lo suficientemente alta ofrece la posibilidad de reconstruir la información perdida de modo más eficiente. Para ello, será útil que, en el diseño del controlador local se tenga en cuenta la dinámica de la planta.

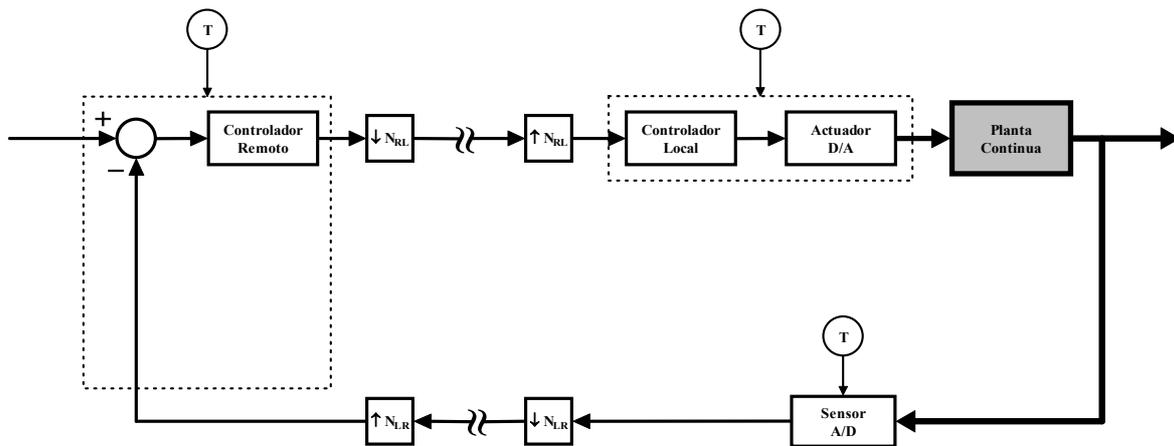


Figura 3.4.- Diagrama de bloques del SCBR-B

Una cuestión que surge frente a esta estructura de control es la siguiente. Ya que es necesario un elemento con capacidad de cálculo local a la planta que, además debería disponer de información acerca del comportamiento dinámico de la planta, ¿por qué no se desplaza todo el control a este dispositivo, prescindiendo del controlador remoto?. La justificación de esta estructura de control, en la que están basadas las soluciones propuestas y a partir de la cual se han obtenido los resultados que se presentan, es que en ella no es necesario un sensor rápido ni una realimentación rápida. En ocasiones no es posible muestrear la variable de interés con el periodo de muestreo lo suficientemente bajo. A pesar de que en el planteamiento se ha considerado un sensor a periodo  $T$  en realidad, dado que va seguido de una operación de reducción de frecuencia puede operar con una frecuencia menor. Si el control se realizará totalmente en local, sería necesario disponer de un sensor capaz de operar al periodo  $T$ . Otra posible justificación de esta estructura es que el sensor y el actuador estén físicamente separados sin posibilidad de establecer una comunicación rápida. En este caso, la limitación viene impuesta por el medio de comunicación y no por el sensor pero de igual modo imposibilita la existencia de un bucle de control local. Como en el caso anterior la necesidad de la realimentación lenta proviene del deseo de disponer de un control centralizado, físicamente separado de la planta y sin posibilidad de comunicación exclusiva.

Sin embargo, a pesar que en la estructura propuesta se dispone de un elemento con capacidad de cálculo en el extremo local, la información que éste recibe lo hace a través del enlace compartido, con la limitación que esto supone. Una estructura con más posibilidades consideraría la existencia de una realimentación local (esto es sin pasar por

el medio de comunicación compartido) para intentar mejorar las prestaciones del sistema. Este escenario es el que se plantea en el subapartado siguiente, a pesar de que no será empleado en el desarrollo de las estructuras de control y se deja como una posibilidad abierta para mejorar las características de las soluciones propuestas en este trabajo.

### 3.2.3.- SCBR con control local en bucle cerrado (SCBR-C)

El nivel superior de los tres tipos de SCBR que se describen en este capítulo es el que emplea una estructura de control local en bucle cerrado. Es necesario disponer de un sensor que capture información para la realimentación local. Dado que la conexión entre este sensor y el controlador local se realiza a través de un enlace de uso exclusivo convencional, la realimentación local no tiene las limitaciones propias del enlace compartido. El periodo de muestreo asociado a todo el bucle de control local es el periodo básico del SCBR. De esta forma el bucle de control local opera como un bucle ideal, sin retrasos y con sus tres elementos (sensor, controlador y actuador) sincronizados en frecuencia y fase. La figura 3.5 muestra una representación de este tipo de SCBR.

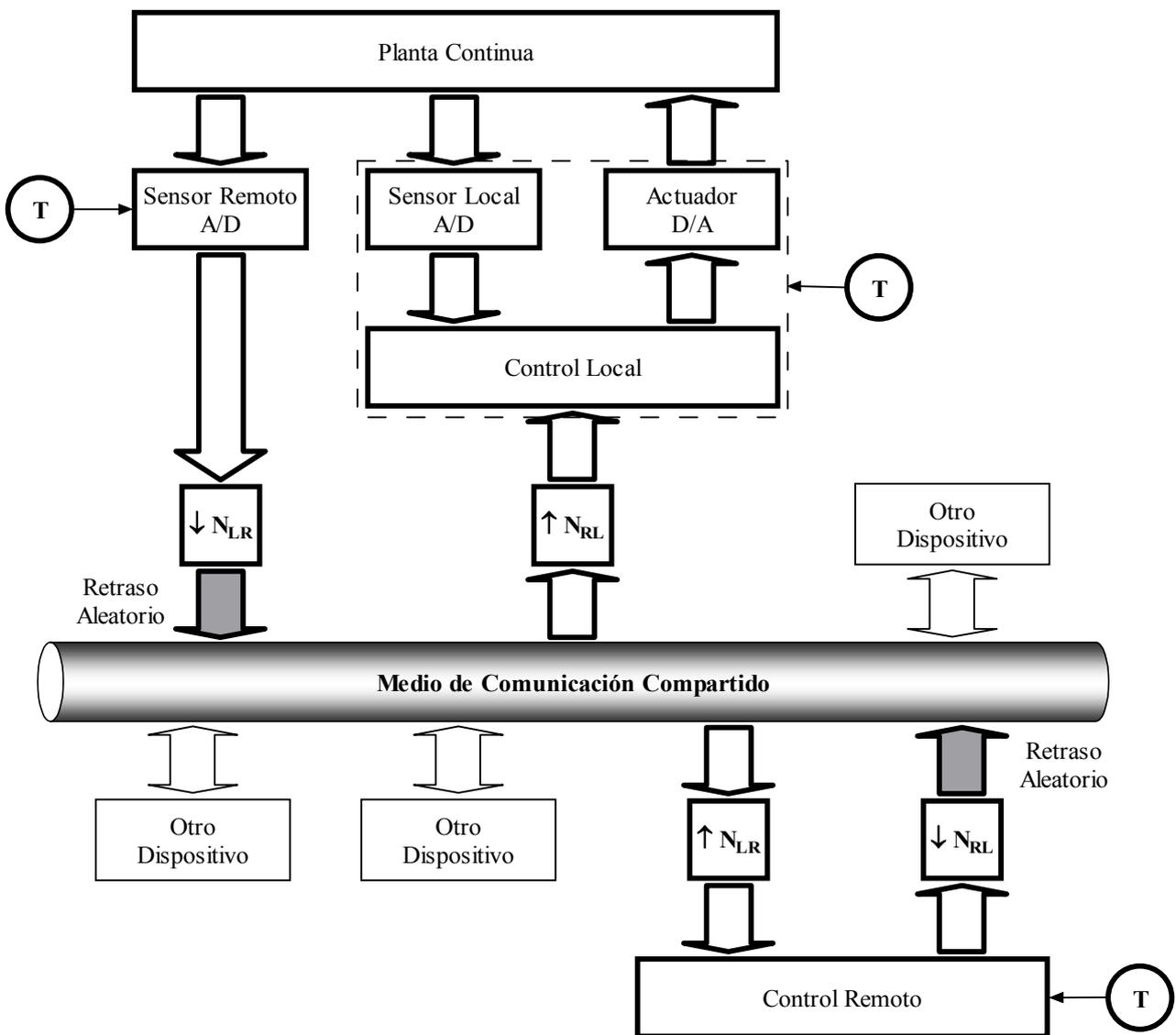


Figura 3.5.- SCBR-C

Como se observa el controlador local recibe como entradas la señal generada por el controlador remoto, transmitida a través del enlace compartido y adaptada a la frecuencia del bucle local, y la información proporcionada por el sensor local, transmitida a

través de un enlace exclusivo. Al igual que en los casos anteriores, la realimentación remota sigue presente como bucle de control principal del SCBR. La presencia de la realimentación local permitirá mejorar el comportamiento del sistema, al disponer de una fuente de información sin las limitaciones propias del SCBR. Por lo demás el funcionamiento del SCBR con control local en bucle cerrado es el mismo que en los casos anteriores.

Tal y como se ha representado en la figura 3.5 aparecen dos dispositivos sensores en el SCBR con control local en bucle cerrado. Se han denominado sensor local y remoto aunque ambos están situados en la parte local del SCBR. Por sensor local se debe entender 'sensor para la realimentación local' y por sensor remoto 'sensor para la realimentación remota'. En realidad, ambos dispositivos muestrean la misma señal continua (la variable de interés) con el mismo periodo de muestreo. El motivo por el que se han distinguido como dispositivos diferentes en el modelo es para permitir la posibilidad de modelar un sistema en el que el sensor para la realimentación remota y el sensor para la realimentación local están físicamente separados y no se puede garantizar una perfecta sincronía entre los instantes de muestreo de uno y otro. El sensor local captura muestras en los mismos instantes de tiempo en los que el controlador local genera acciones de control y el actuador las aplica. Es decir, hay una base de tiempos única para todos los elementos que conforman el bucle de control local. El sensor remoto captura muestras con el mismo periodo pero no tiene porque estar sincronizado con la estructura de control local, puesto que no hay un enlace de uso exclusivo que los comunique. Además, es posible que la información capturada por el sensor remoto no llegue a ser recibida por el controlador local debido a las limitaciones de ancho de banda, impuestas por el enlace compartido.

El bucle de control local no se ve afectado por la presencia del enlace compartido, a diferencia del remoto. Esto significa que existe la posibilidad de establecer un bucle de control local que no presente limitaciones en cuanto a la frecuencia de muestreo, retrasos de acceso ni falta de sincronismo. Por el contrario, el bucle de control remoto que se cierra a través del enlace compartido, se verá afectado por todos los problemas asociados a los SCBR. Todos los elementos implicados en la realimentación local están comunicados mediante enlaces de uso exclusivo, constituyendo un bucle de control convencional. Es por esto, que para todos ellos se ha considerado una base de tiempos común. Los instantes en los que el sensor local captura información coinciden con los instantes en los que el controlador local genera acciones de control y con los instantes en los que el actuador aplica dichas acciones. En la figura 3.6 se muestra una representación del escenario del problema, en forma de diagrama de bloques. En ella se puede observar con mayor claridad la estructura de control en cascada, con el bucle local que emplea un enlace exclusivo y el bucle remoto que emplea un enlace compartido.

Utilizar esta estructura de control frente a un bucle de control convencional, local a la planta no tiene una justificación clara. Si se dispone de un sensor rápido, de un enlace sin limitaciones y de un dispositivo con capacidad de cálculo local a la planta no hay necesidad de emplear una realimentación lenta a través del enlace compartido. Esto es así si se considera el control de la planta de forma individual. Sin embargo, para el control de grandes plantas industriales, en las que hay gran número de procesos a controlar (esto es, gran número de bucles de control) suele ser deseable disponer de un control centralizado donde estén localizados los controladores de todos los procesos que integran el sistema, en lugar de una dispersión de pequeños bucles locales, físicamente separados. En este caso, se hace necesaria la presencia de la realimentación remota aunque exista la posibilidad de derivar parte de la tarea de control al bucle local.

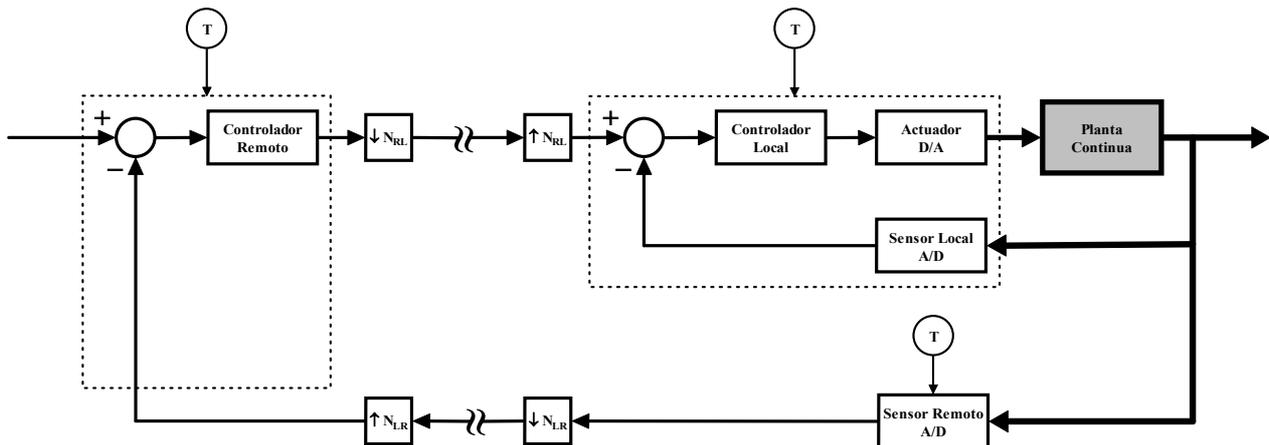


Figura 3.6.- Diagrama de bloques del SCBR-C

Es evidente, que la posibilidad de incluir una realimentación local a la planta aporta grandes ventajas desde el punto de vista de los objetivos de control. Sin embargo, el coste que supone esta mejora no es en absoluto despreciable. Las dos estructuras anteriores no necesitan la presencia de un sensor rápido y en ésta es necesaria su presencia para poder cerrar el bucle de realimentación local. En el modelado del SCBR que se presenta en el capítulo siguiente no será tenida en cuenta la posibilidad de la realimentación local y, por lo tanto, no se empleará en ninguna de las estructuras de control que se desarrollan a partir de este modelo. Se propone como línea futura de investigación la inclusión de esta realimentación local y el análisis de la mejora que supone desde el punto de vista de la robustez del control.

### 3.3.- Tipos de SCBR según el número de frecuencias

En los tres tipos de SCBR existen tres bases de tiempo que gobiernan las tareas de los hasta cinco elementos que componen la estructura de control (sensor remoto, sensor local, controlador remoto, controlador local y actuador). La frecuencia de las tres bases de tiempo es la misma pero se contempla la posibilidad de desfase entre ellas. Como ya se ha comentado, el periodo de muestreo asociado ( $T$ ) se denomina periodo de muestreo básico del SCBR. Además existe una frecuencia asociada a la señal digital que se transmite por el enlace LR y otra para el enlace RL. Estas dos frecuencias serán siempre menores o iguales a la frecuencia básica del SCBR, determinada por el periodo de muestreo  $T$ . Debido a esto serán necesarias etapas de conversión de frecuencia para adaptar el periodo de muestreo asociado a las señales discretas que intervienen en el sistema. Antes de la transmisión de la señal discreta se aplicará una operación de reducción de frecuencia (esto es, de aumento del periodo de muestreo). Después de la recepción de la información transmitida se aplicará una operación de incremento de la frecuencia (esto es, de reducción del periodo de muestreo). Estas etapas de conversión no serán necesarias en la medida que las frecuencias sean iguales. En función del número de frecuencias que intervienen se pueden plantear tres tipos de SCBR, que se describen a continuación.

#### 3.3.1.- SCBR monofrecuencia (SCBR-1F)

Se trata del caso en el que los tres periodos de muestreo que intervienen (periodo de muestreo básico, asociado al enlace LR y asociado al enlace RL) son iguales. No son necesarios elementos de conversión de frecuencia (esto es, las etapas D/D) ya que todas las señales discretas que intervienen en el sistema son señales de la misma frecuencia.

En este tipo de SCBR se cumple que el retraso de acceso al enlace compartido, en ambos sentidos de la comunicación, es siempre inferior al periodo básico del sistema. De esta forma, aun en el peor de los casos la concesión del uso del enlace al dispositivo emisor llegará antes de que haya una nueva muestra o acción lista para ser transmitida. Se garantiza, por lo tanto, que no hay pérdida de información en ninguno de los dos enlaces y la influencia del enlace compartido se limita al retraso asociado al acceso al medio y propagación de la señal.

En la figura 3.7 se representa el esquema de tiempos correspondiente al SCBR monofrecuencia. En la parte superior del gráfico se muestra la sucesión de eventos en el enlace LR. Las marcas redondas hacia arriba indican los instantes de tiempo de captura de muestras en el sensor, distribuidas de forma regular según el periodo de muestreo básico del sistema. Las flechas arqueadas hacia arriba indican el tiempo de espera correspondiente al retraso de acceso al medio que, como se puede observar, es variable de forma aleatoria y está acotado por el periodo de muestreo básico del SCBR,  $T$ . Las flechas arqueadas hacia abajo indican el tiempo que las muestras recibidas en el extremo remoto del enlace LR esperan a ser recogidas y utilizadas por el controlador remoto. Las marcas redondas hacia abajo representan la señal discreta recogida por el controlador remoto. Dado que no se ha considerado retraso asociado al cálculo de las acciones de control estos instantes de recogida de la información transmitida coinciden con los instantes de generación de dichas acciones y con los instantes de solicitud del enlace compartido para transmitir dichas acciones hacia la planta. En este caso, puesto que la frecuencia con la que se recogen las muestras es la misma que la frecuencia con la que se emiten y se ha impuesto la condición de que el retraso de acceso sea siempre inferior al periodo de muestreo, el retraso efectivo observado por el receptor es siempre igual a un periodo de muestreo.

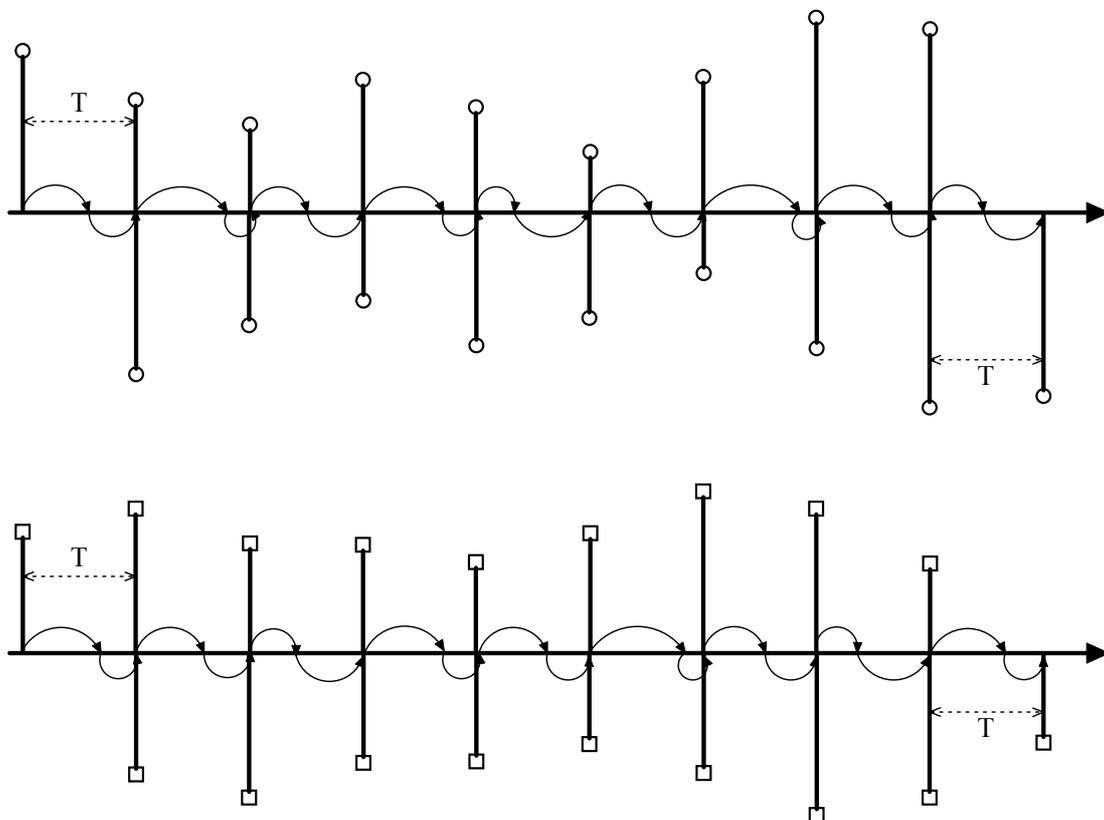


Figura 3.7.- Esquema de tiempos del SCBR-1F

En la parte inferior de la figura 3.7 se representa el esquema de tiempos correspondiente al enlace RL. Las marcas cuadradas hacia arriba indican los instantes de generación acciones de control en el controlador remoto, las flechas representan el retraso de acceso aleatorio y la espera en recepción. Las marcas cuadradas hacia abajo corresponden a la recogida de la información transmitida en la parte local del bucle de control. Otra vez, como no se ha considerado retraso asociado a la estructura de control local, los instantes de recogida de la información coinciden con los instantes de aplicación efectiva de las acciones sobre la planta continua. Como en el enlace LR, el retraso percibido desde el punto de vista del receptor de la información es igual a un periodo de muestreo.

### **3.3.2.- SCBR bifrecuencia (SCBR-2F)**

En este caso son dos las frecuencias que intervienen en el SCBR. Por una parte está la frecuencia básica del sistema, asociada a sensores, controladores y actuador. Y por otra parte, existe una frecuencia inferior a la anterior asociada a la transmisión a través del enlace compartido en uno o ambos sentidos de la comunicación. El motivo de la presencia de esta segunda frecuencia es porque el retraso de acceso puede llegar a ser mayor que el periodo de muestreo a partir del cual se genera la información a transmitir. Para evitar la incertidumbre en la pérdida de información en el acceso al enlace lento se reduce la frecuencia de la señal a transmitir por medio de una operación de diezmado (eliminación de muestras). El periodo de muestreo asociado al dispositivo receptor es siempre el periodo básico del sistema. Por lo tanto, será necesario aumentar la frecuencia de la señal discreta recibida para adaptarla al dispositivo que la va a utilizar. Esto se realizará, de la forma más sencilla posible, mediante una operación de expansión. En función de cual de los dos enlaces sea el enlace lento y por lo tanto, el que obliga a utilizar un periodo de muestreo diferente para la comunicación, se plantean tres posibilidades:

- SCBR-2F con enlace LR lento. La transmisión de muestras desde el sensor al controlador remoto se realiza empleando un enlace de baja prioridad que implica un posible retraso de acceso mayor que el periodo de muestreo básico. Sin embargo, la comunicación en el enlace RL es de mayor prioridad y los retrasos de acceso que introduce no llegan nunca a exceder al periodo de muestreo básico y, por lo tanto, no es necesario reducir la frecuencia para transmitir. En la figura 3.8 se muestra el esquema de tiempos que corresponde a esta posibilidad.
- SCBR-2F con enlace RL lento. Igual que el anterior pero, en este caso, el enlace de baja prioridad es el que comunica el controlador remoto con la parte local del sistema. La comunicación LR se realiza a través de un enlace con retrasos de acceso siempre inferiores al periodo de muestreo del sensor para realimentación remota. La figura 3.9 muestra el esquema de tiempos de esta segunda posibilidad.
- SCBR-2F con enlaces LR y RL lentos. La comunicación en ambos sentidos impone retrasos de acceso que pueden exceder al periodo de muestreo básico. Debido a ello es necesaria una reducción de frecuencia en ambos emisores (sensor y controlador remotos). La magnitud del retraso de acceso en el caso peor es la misma en los dos enlaces y, por lo tanto, el periodo de la señal discreta transmitida es el mismo en ambos. En la figura 3.10 se muestra el esquema de tiempos del SCBR en estas condiciones.

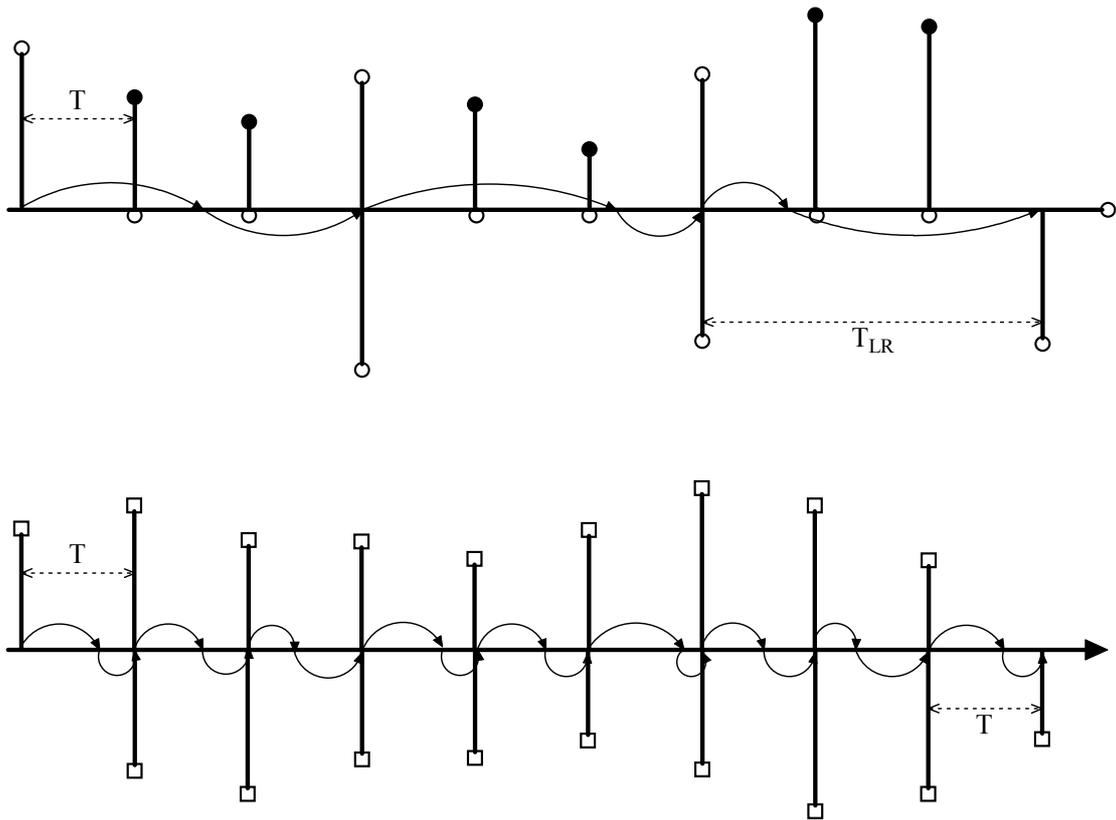


Figura 3.8.- Esquema de tiempos del SCBR-2F con enlace LR lento

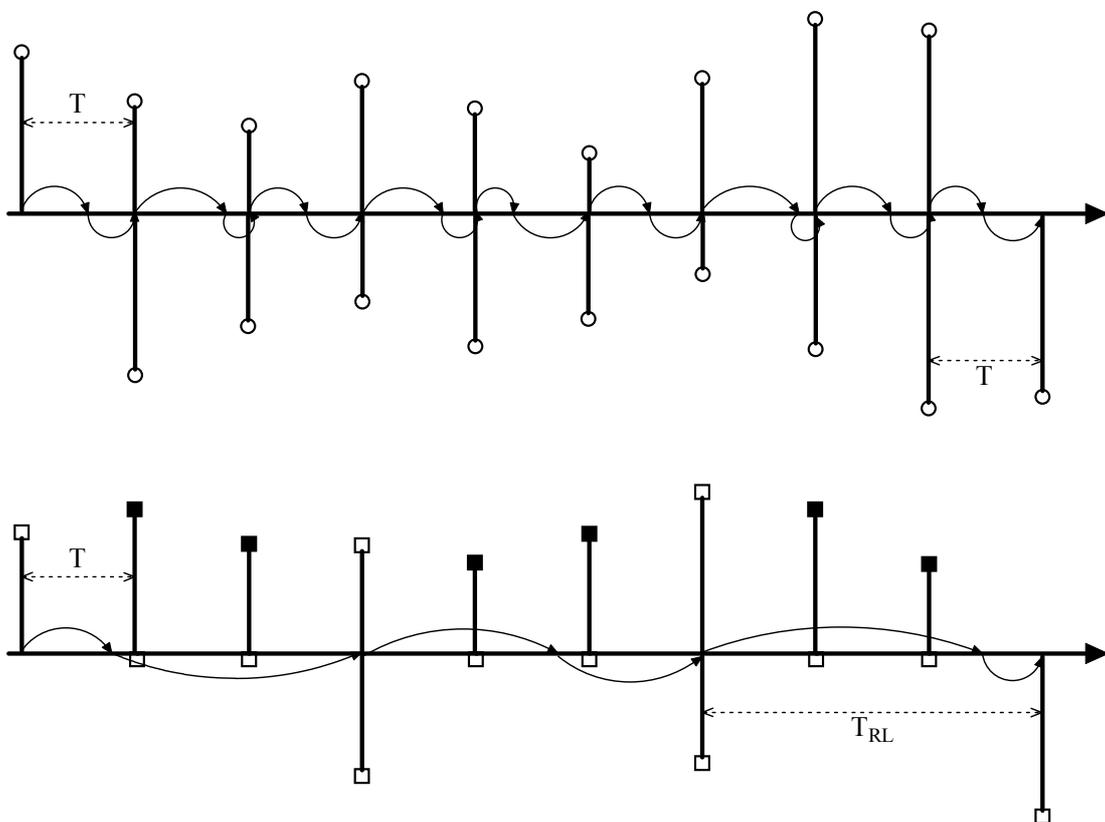


Figura 3.9.- Esquema de tiempos del SCBR-2F con enlace RL lento

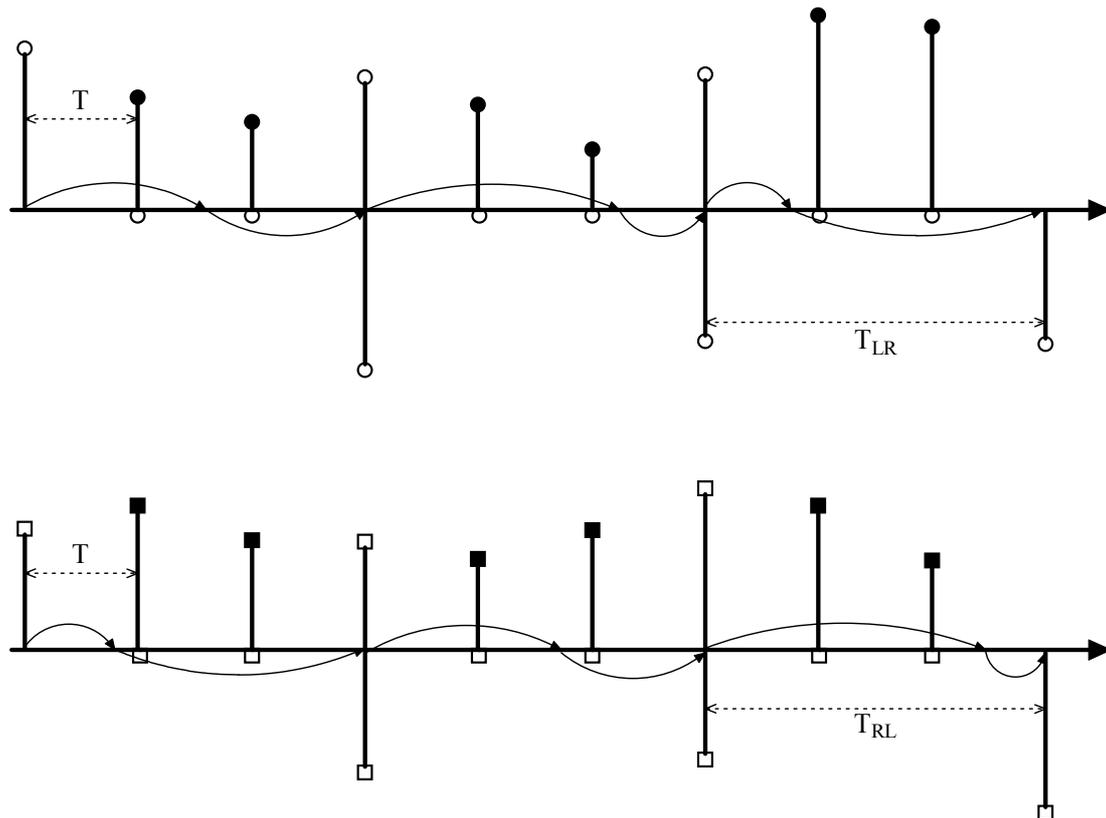


Figura 3.10.- Esquema de tiempos del SCBR-2F con enlaces LR y RL lentos

En los esquemas de tiempo de las figuras 3.8, 3.9 y 3.10, las marcas negras hacia arriba indican muestras capturadas o acciones generadas que no llegan a entrar en el enlace compartido, ni tampoco dan lugar a peticiones de acceso, ya que son eliminadas con anterioridad por la operación de diezmado para evitar incertidumbre en la comunicación. Las marcas blancas hacia arriba representan muestras o acciones que sí que llegan a ser efectivamente transmitidas. El retraso de acceso es variable pero su cota superior excede al periodo básico del sistema, según el cual se han capturado las muestras o se han generado las acciones. En el ejemplo la multiplicidad empleada es  $N=3$ , esto es, dos de cada grupo de tres muestras o acciones no llegan a ser transmitidas.

En el receptor la secuencia de muestras es expandida mediante la inserción de valores nulos para aumentar la frecuencia adaptándola a la del dispositivo receptor. En el enlace LR, la función de transferencia discreta implementada en el controlador remoto convertirá esta señal discreta expandida en otra, con el mismo periodo de muestreo, pero en la que todas las muestras son significativas. De esta forma se implementará una operación de interpolación que trata de recuperar la información perdida como consecuencia del enlace lento. Por otra parte, en el enlace RL será la estructura de control local (en caso de que exista) la que realizará la operación de interpolación para tratar de restaurar las acciones que no pudieron transmitirse.

### 3.3.3.- SCBR multifrecuencia (SCBR-3F)

El caso más general es aquél en el que intervienen tres frecuencias diferentes en el bucle de control. Una de ellas, como en los casos anteriores, corresponde al periodo de muestreo básico del sistema. Las otras dos están asociadas a la señal discreta transmitida a través de los dos enlaces del SCBR que, en este caso, son diferentes. La frecuencia más pequeña de las tres será siempre la correspondiente al periodo básico del

SCBR. Las otras dos serán mayores en función de la cota superior del retraso de acceso para garantizar que en ningún caso se pierde información (muestras o acciones) por una espera demasiado larga. En función de la relación entre las frecuencias de ambos enlaces se pueden plantear dos posibilidades:

- SCBR-3F con enlace LR lento. El retraso de acceso en caso peor es mayor en el enlace LR que en el enlace RL. Esto supone que la frecuencia asociada a la comunicación local-remota será mayor que la del sentido contrario de la comunicación. Este caso viene motivado por un enlace en el que la prioridad de la comunicación hacia la planta es mayor que la de la comunicación desde la planta.
- SCBR-3F con enlace RL lento. Se trata del caso simétrico al anterior en el que la prioridad de las peticiones de uso del enlace compartido, por parte del sensor es mayor que las realizadas por el controlador remoto. Esto implica que el periodo de muestreo asociado al enlace RL es el mayor de los tres que intervienen en el sistema.

En la figura 3.11 se muestra el esquema de tiempos correspondiente al primer caso. En el enlace LR se ha reducido la frecuencia por tres mientras que en el enlace RL la frecuencia se reduce por dos. Sólo una de cada tres muestras y una de cada dos acciones efectivamente transmitidas. La cota superior del retraso es tres veces mayor que el periodo básico para las emisiones del sensor mientras que para información emitida por el controlador remoto es siempre inferior a dos periodos. La secuencia de muestras recibida en la parte remota es expandida para adaptarla al periodo de muestreo básico. Las acciones generadas son nuevamente diezmasadas para transmitir las hacia la planta.

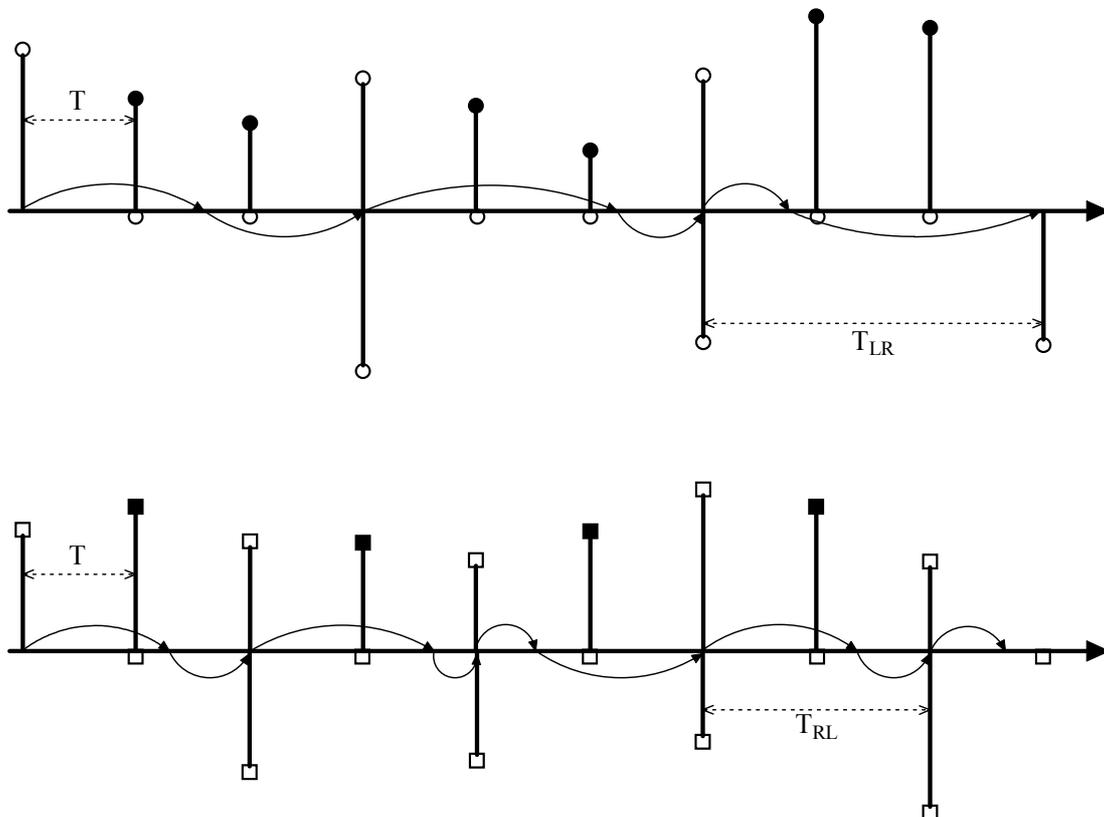


Figura 3.11.- Esquema de tiempos del SCBR-3F con enlace LR lento

En la figura 3.12 se representa el esquema de tiempo correspondiente al SCBR con tres frecuencias para el caso del enlace RL lento. La diferencia con el anterior es que, en este caso, la cota superior del retraso de acceso es mayor para la comunicación del controlador remoto hacia la planta. Esto obliga a utilizar un periodo de muestreo mayor en el enlace RL con lo que la pérdida de información es mayor sobre la secuencia de acciones generadas que sobre la secuencia de muestras capturadas.

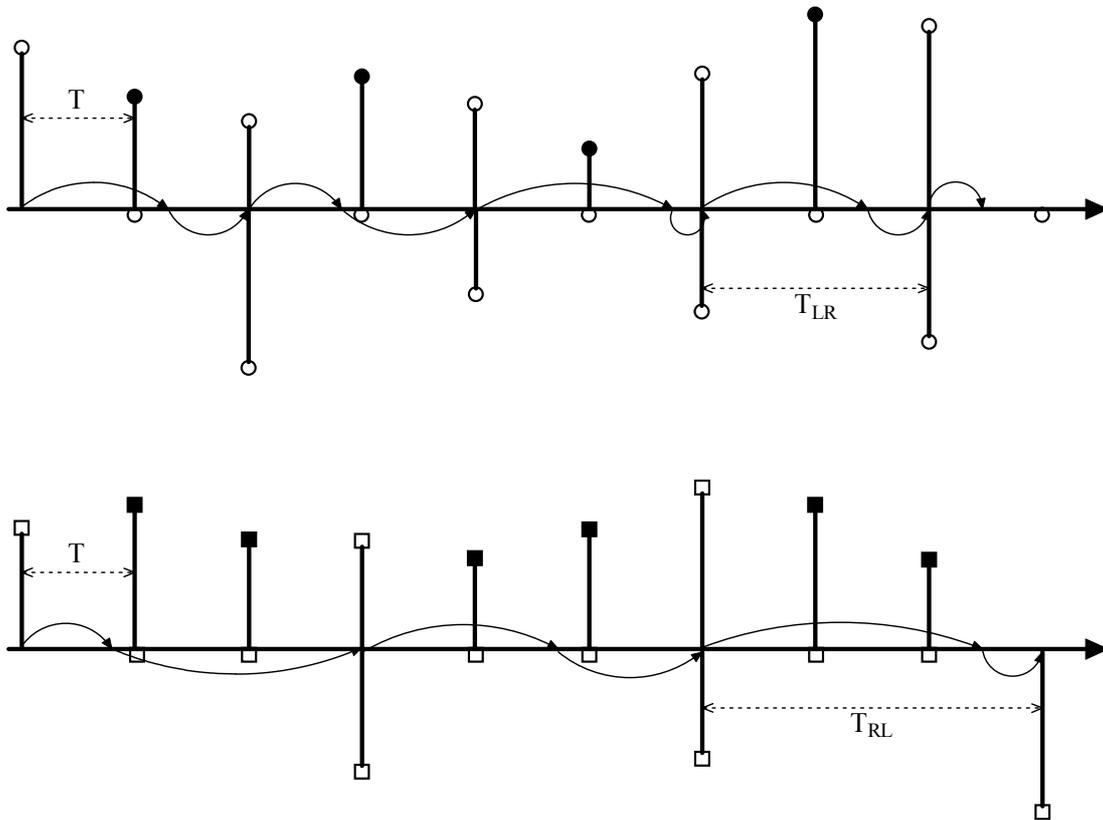


Figura 3.12.- Esquema de tiempos del SCBR-3F con enlace RL lento

### 3.4.- El desfase en el SCBR

En el planteamiento realizado, el periodo de muestreo básico del sistema está presente en tres puntos del SCBR. Este periodo es el que determina la captura de muestras en el sensor para realimentación remota, la generación de acciones de control en el controlador remoto y la operación de la estructura de control local, incluyendo la aplicación efectiva de acciones sobre la planta continua. Se puede suponer que la frecuencia es la misma en los tres puntos pero, dado que la comunicación entre las partes local y remota no dispone de un enlace exclusivo, es posible (incluso probable) que exista un cierto desfase entre las bases de tiempos local y remota. De la misma forma, no hay previsto necesariamente un enlace de comunicación entre el sensor remoto y la estructura de control local, por lo que puede haber un cierto desfase entre las bases de tiempos que gobiernan sus tareas. Con la intención de plantear el escenario más general, se considerará la posibilidad de desfase entre las bases de tiempo que gobiernan al sensor para realimentación remota y a la estructura de control local. De esta forma se pueden tener en cuenta aquellas implementaciones del SCBR en las que el sensor remoto y el actuador están físicamente separados sin posibilidad de comunicación directa y, por lo tanto, sin posibilidad de garantizar la sincronización entre sus bases de tiempo. Así pues, se plantean tres posibles tipos de SCBR en función del desfase:

- SCBR sincronizado. El desfase es nulo o se considera despreciable de forma que se pueden asumir sincronizados los instantes de tiempo en los que se capturan muestras, se generan y se aplican las acciones de control. Los esquemas de tiempo del apartado anterior corresponden todos a SCBR en estas condiciones. Como se puede apreciar, los instantes de tiempo asociados a la captura de muestras, generación de acciones remotas y aplicación de acciones están sincronizados.
- SCBR con desfase local-remoto. Se considerará la presencia de un cierto desfase entre las bases de tiempo situadas en la parte local y remota del SCBR pero no hay desfase significativo entre el sensor para realimentación remota y el actuador. En la figura 3.13 se muestra un esquema de tiempos en estas condiciones, para el SCBR-1F. Hay un cierto desfase entre los instantes de muestreo en el sensor remoto y los que determinan la generación de acciones de control en el controlador remoto ( $\Delta_{LR}$ ). También hay desfase entre estos últimos y los instantes de actuación ( $\Delta_{RL}$ ). Sin embargo, los instantes de muestreo y actuación están perfectamente sincronizados. Este hecho se traduce en una relación entre los parámetros que determinan en desfase de forma que la suma de ambos será igual al periodo de muestreo, esto es  $\Delta_{LR} + \Delta_{RL} = T$ .

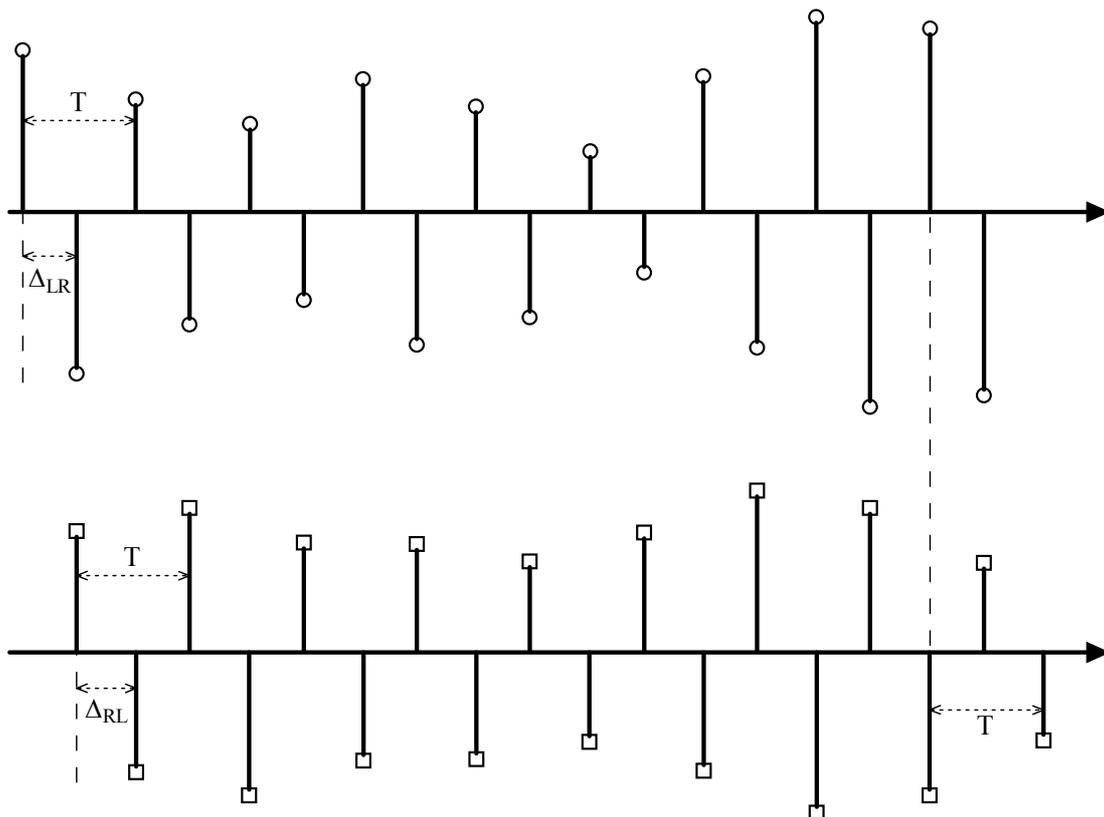


Figura 3.13.- Esquema de tiempos del SCBR con desfase local-remoto

- SCBR desfasado. Existe un desfase significativo para las tres bases de tiempo correspondientes al periodo de muestreo básico del SCBR, dando lugar al caso más general posible. En la figura 3.14 se muestra el esquema de tiempos con desfases entre todos los relojes del SCBR-1F. En este caso no hay relación entre los parámetros que definen el desfase. La única

condición impuesta es que ambos deben ser inferiores al periodo de muestreo y que, por lo tanto, su suma debe ser inferior al doble del mismo.

Con este planteamiento sólo se considera la posibilidad de desfase constante. Un caso más general debería permitir la presencia de un desfase variable. Como se verá más adelante, este hecho está íntimamente relacionado con el muestreo y actuación irregulares que aparecen en el modo de operación por eventos de los dispositivos sensor y actuador, descrito en el apartado siguiente.

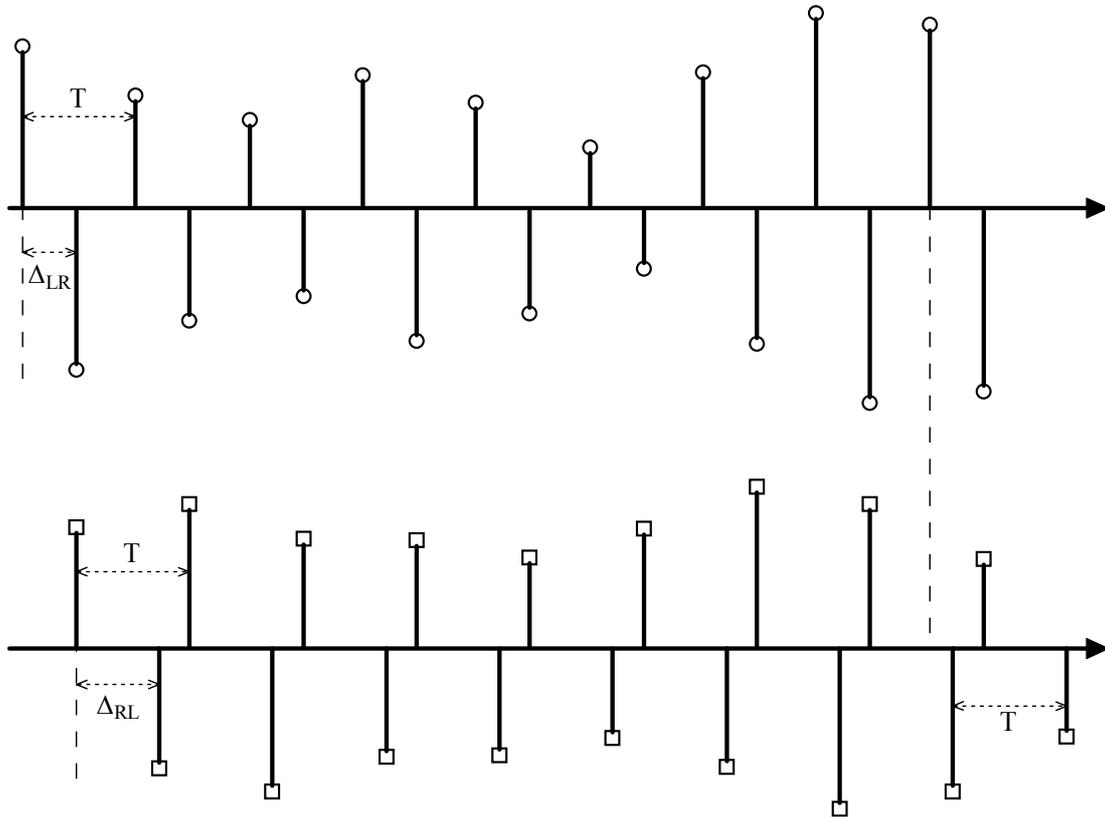


Figura 3.14.- Esquema de tiempos del SCBR desfasado

La presencia de desfase entre los relojes asociados al emisor y receptor de la comunicación a través de un enlace compartido, en el que está presente un retraso acceso aleatorio da lugar a una posible pérdida de información transmitida. Se trata de los fenómenos de muestreo vacante y rechazo de muestra que se describen, brevemente, a continuación. En el capítulo 7 se realiza un análisis más detallado de estos fenómenos, de su influencia en las prestaciones del sistema, así como una propuesta de solución a los problemas a los que dan lugar.

El muestreo vacante sucede cuando se da una transición desde un retraso de acceso menor que el desfase emisor-receptor a uno mayor, según se esquematiza en la figura 3.15. Mientras el retraso de acceso es menor que el desfase, la muestra llega antes de que suceda el siguiente instante de muestreo en el receptor. En el momento que el retraso de acceso se hace mayor que el desfase la muestra no llega a tiempo y sucede un instante de muestreo en el receptor en el que no hay nueva información a utilizar. En este caso, el receptor se ve obligado a reutilizar la muestra anterior ya que no ha dado tiempo a que llegue la nueva. El segundo de los fenómenos asociados a la combinación de desfase y retraso aleatorio es el rechazo de muestra. Aparece cuando sucede una transición entre un retraso de acceso mayor al desfase a un retraso menor. En la figura

3.16 se muestra esta situación. Una de las muestras transmitidas no llega a ser recogida por el receptor porque es reemplazada por la llegada de la siguiente. De esta forma la primera muestra se pierde mientras espera ser recogida por el receptor después de haber sido transmitida por el enlace compartido.

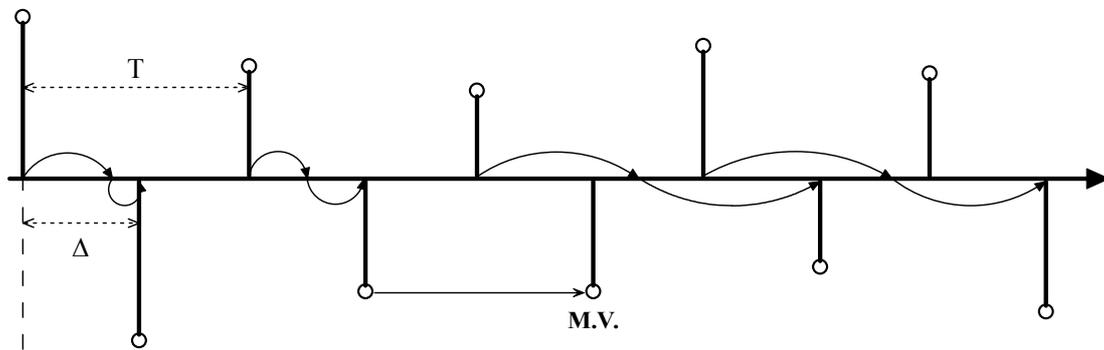


Figura 3.15.- Muestreo vacante

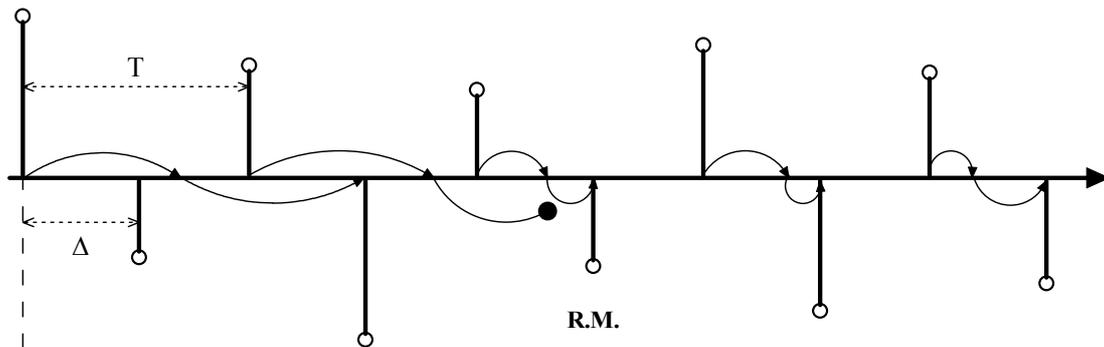


Figura 3.16.- Rechazo de muestra

Los fenómenos de muestreo vacante y rechazo de muestra suceden de forma aleatoria ya que están determinados por los retrasos de acceso al medio compartido. La reutilización y pérdida de información a la que dan lugar tendrá, sin lugar a dudas, un efecto negativo en las prestaciones del bucle de control. Además, el tiempo que transcurre entre la generación de una muestra y su utilización es diferente, en función de que haya sucedido un muestreo vacante o un rechazo de muestra. Debido a ello, el retraso efectivo percibido por el receptor de la información se convierte en variable, dificultando aun más el diseño del elemento de control. En un capítulo posterior, los problemas asociados al SCBR con desfase serán analizados y se propondrán estructuras de control que intenten reducir, en la medida de lo posible, sus efectos negativos sobre las prestaciones del sistema.

### 3.5.- Modos de operación de los elementos del SCBR

En el planteamiento realizado hasta el momento tan sólo se ha considerado la posibilidad de que los instantes de tiempo de muestreo, generación y aplicación de acciones estén determinados por una base de tiempos regular, de forma que están equiespaciados en el tiempo. Sin embargo, según el modo de funcionamiento del SCBR esto no será necesariamente cierto.

En determinados tipos de enlace compartido existe la posibilidad de que, por ejemplo, el muestreo de la variable de interés (en la parte local del SCBR) esté ordenado por un elemento separado físicamente del dispositivo sensor y que se comunica con el mismo a través del enlace compartido. Este elemento maestro enviará de forma periódica un mensaje de comando al sensor. La recepción de este mensaje dispara la captura de una nueva muestra en el dispositivo que lo recibe. Dado que el mensaje de comando se transmite a través del enlace compartido, puede estar sometido a los mismos retrasos de acceso que el resto de informaciones que se transmiten por el mismo. Esto dará lugar a un proceso de conversión A/D irregular, ya que irregular es la recepción de dichos mensajes de comando. En la figura 3.17 se muestra un ejemplo de secuencia de muestras a la que da lugar una conversión A/D irregular comparada con la correspondiente a un muestreo regular.

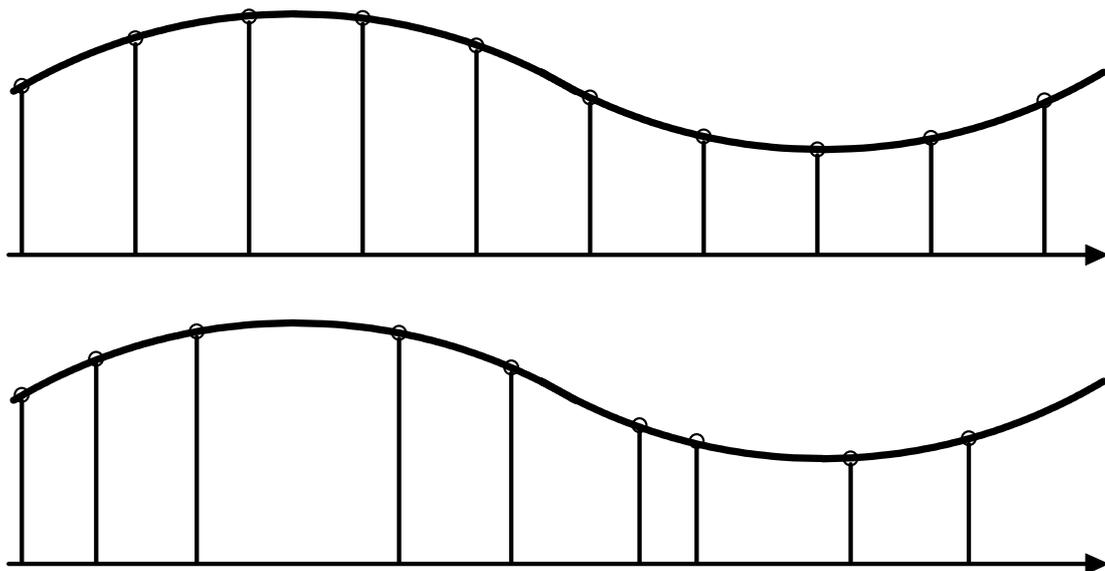


Figura 3.17.- Conversión A/D irregular

De la misma forma, el funcionamiento del actuador puede estar basado en la recepción de un mensaje de comando que ordene la aplicación efectiva de una nueva acción de control en la planta. En ocasiones la llegada de la acción de control determina su propia aplicación. En ambos casos tiene lugar una conversión D/A irregular ya que la información transmitida se ve afectada por la aleatoriedad asociada al medio compartido. En la figura 3.18 se muestra el resultado de realizar una conversión D/A mediante la retención irregular de una secuencia de acciones, comparada con la correspondiente conversión D/A regular.

Con la intención de establecer un modelo del SCBR lo más general posible, de forma que se pueda adaptar a cualquier caso concreto, se plantean dos posibles modos de operación en los elementos integrantes de la interfaz con la planta continua (sensores y actuador). Los modelos del SCBR, así como los fenómenos que en él suceden, serán diferentes en función de estos modos de operación. La diferencia básica entre estos dos modos de operación estriba en la forma en que se provoca el inicio de la tarea desempeñada por los elementos encargados de las conversiones A/D y D/A.

El modo de operación normal será el modo de operación basado en temporización. En este modo de operación el sensor captura muestras y el actuador aplica acciones de control de forma regular en el tiempo. El tiempo transcurrido entre la captura de dos

muestras consecutivas y el tiempo que se mantienen aplicadas las acciones de control sobre la planta es siempre el mismo, el periodo de muestreo básico del sistema. Esto supone conversiones A/D y D/A regulares. Para ello, los dispositivos basados en temporización disponen de una base de tiempos propia que determina el instante en que deben comenzar su tarea. Esta base de tiempos se materializará por una señal de reloj regular, esto es, de frecuencia constante. De esta forma, los instantes de tiempo en los cuales comienza la tarea estarán distribuidos de forma regular en el tiempo. La regularidad asociada a este modo de operación simplifica en gran medida la tarea de modelar el comportamiento del sistema.

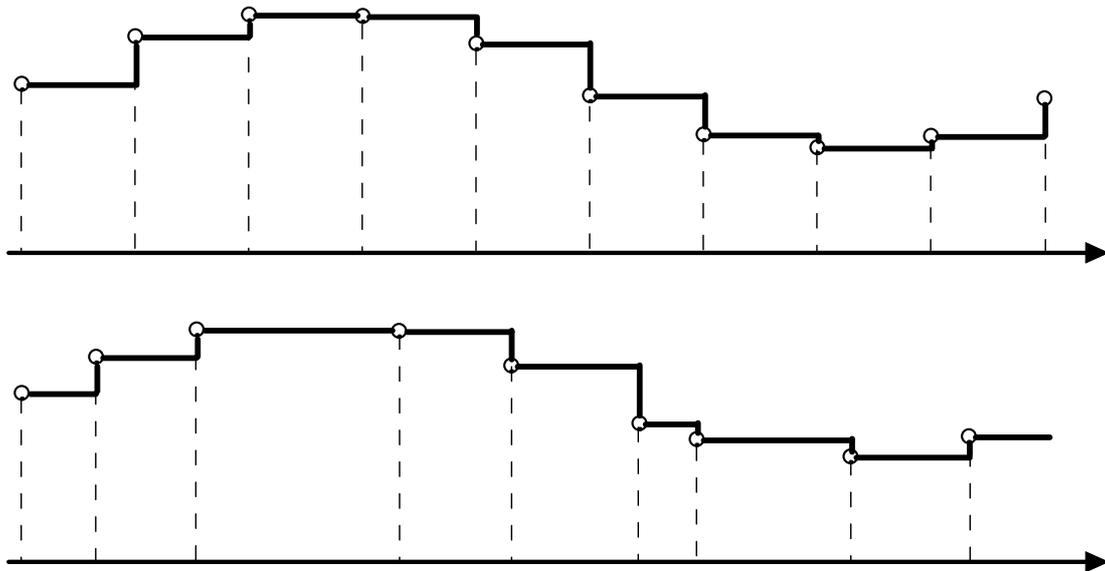


Figura 3.18.- Conversión D/A irregular

El modo de operación basado en eventos da lugar a las conversiones A/D y D/A irregulares. La tarea que desempeña este tipo de elementos es desencadenada por la ocurrencia de un evento. Aplicado al caso de los SCBR, el evento que provoca la ejecución de la tarea en este modo de operación será la llegada de un mensaje transmitido a través del enlace compartido. En función de las características particulares del enlace, la secuencia de eventos podrá ser irregular de forma determinista o aleatoria. No se considera la posibilidad de eventos regulares ya que sería equivalente al modelo de operación basado en temporización. La irregularidad inherente a la disponibilidad del enlace, se traduce en llegadas irregulares y, por lo tanto, en eventos irregularmente distribuidos en el tiempo. En un medio de comunicación compartido que opera de forma cíclica, se puede intuir un patrón determinista en la irregularidad de ocurrencia de los eventos. Sin embargo, en el caso más general, la ocurrencia de los eventos estará afectada por algún tipo de variabilidad. En este caso, el periodo de muestreo asociado al elemento que opera basado en eventos, deja de tener sentido y, como mucho puede indicar el valor promedio entre el mínimo y máximo tiempo que transcurre entre dos eventos consecutivos.

En función del modo de operación de los sensores y actuadores presentes en la parte local del SCBR se pueden plantear cuatro tipos de SCBR, con la intención de cubrir todos los casos posibles:

- SCBR regular. Todos los elementos locales del SCBR operan basándose en temporización, para lo cual dispones de su propia base de tiempos regular.

- SCBR con conversión A/D irregular. El sensor para realimentación remota opera basado en eventos mientras que el actuador (y con él toda la posible estructura de control local) está basado en temporización.
- SCBR con conversión D/A irregular. En este caso, es el sensor remoto el que desempeña su tarea de forma regular mientras que el actuador aplica las acciones de control basándose en eventos irregulares, lo cual implica además que, en caso de existir, el sensor para realimentación local muestrea de forma irregular la variable de interés.
- SCBR irregular. El modo de operación de toda la parte local del SCBR está basado en eventos y, por lo tanto, todas las conversiones A/D y D/A son irregulares.

### 3.6.- Elementos del SCBR

En el modelo del SCBR más general que aparece representado en la figuras 3.5 y 3.6 intervienen hasta siete elementos en el bucle de control. Tres de ellos son de naturaleza puramente discreta (controladores local y remoto y el medio de comunicación compartido), uno es de naturaleza continua (la planta controlada) y los tres restantes se encargan de realizar la conversión entre el mundo continuo y el discreto (sensores y actuador). Además de éstos, serán necesarios elementos para realizar las conversiones de frecuencia de la información transmitida por el enlace compartido, en el caso de que el periodo de muestreo asociado al enlace sea distinto del periodo básico del sistema asociado a emisor y receptor. Se describen a continuación cada uno de estos elementos y las tareas asociadas a los mismos.

#### 3.6.1.- Planta continua

Se trata del proceso continuo que se pretende controlar a través del medio de comunicación compartido. Se asume que su comportamiento dinámico es lineal e invariante con el tiempo y que está modelado mediante una función de transferencia continua,  $G_P(s)$ . Dicha función de transferencia relaciona la señal de control continua que aplica el actuador con la señal continua correspondiente a la variable de interés. En el modo de operación basado en temporización, la señal aplicada por el actuador es el resultado de la conversión D/A regular, gobernada por el periodo de muestreo básico del sistema, en su caso, afectado por un cierto desfase respecto a las bases de tiempos que gobierna las tareas del controlador. En el modo de operación basado en eventos la señal continua que efectivamente se aplica a la planta es el resultado de una conversión D/A irregular. La salida de la función de transferencia es el resultado de la conversión A/D que supone el muestreo regular a periodo básico o irregular basado en eventos.

En el desarrollo de las estructuras de control propuestas en este trabajo se empleará la dinámica discreta equivalente de la planta continua,  $G_P(z)$ . La secuencia de salida de esta función de transferencia discreta modela la secuencia de muestras regularmente capturadas en la salida de la planta continua, empleando el periodo de muestreo básico del SCBR ( $T$ ). La secuencia de entrada se aplica a la planta continua mediante retención de orden cero regular con el mismo periodo. En definitiva, el modelo discreto es el que corresponde a la planta continua con conversiones A/D y D/A regulares con periodo  $T$ . No se considera ningún tipo de incertidumbre en la función de transferencia que modela la dinámica de la planta continua.

### 3.6.2.- Sensor remoto

Es el elemento que captura información en la salida de la planta controlada para realimentarla al controlador remoto. Se considerará que su comportamiento dinámico de naturaleza continua forma parte de la planta y que la tarea desempeñada por el sensor se limita a realizar la conversión A/D. A pesar de su nombre, el sensor remoto está situado en la parte local del SCBR, aunque la información por él capturada es utilizada para la realimentación remota, a través del enlace compartido.

Si el sensor dispone de su propia base de tiempos (modo de operación basado en temporización) la captura de información se realizará en los múltiplos enteros del periodo de muestreo básico del sistema, lo cual supone una conversión A/D regular. Por otra parte, es posible que el sensor esté gobernado por una señal externa que provenga del extremo remoto del enlace compartido y entonces, su modo de operación será basado en eventos y la conversión A/D será irregular. En este tipo de sensores, el dispositivo maestro del enlace compartido, envía mensajes de comando ordenando la captura de información en los sensores. Las recepciones de estos mensajes de comando, que se transmiten a través del enlace compartido, constituyen los eventos que provocan el muestreo de la variable de interés. En este caso, habrá de tenerse en cuenta la irregularidad presente en el proceso de conversión A/D.

Las muestras capturadas deberán ser transmitidas hacia la parte remota del SCBR, utilizando para ello el enlace compartido. Para ello se deberá solicitar el uso del medio que, en general, no estará disponible de forma inmediata. El retraso en la concesión del enlace, que ha sido denominado retraso de acceso al medio, se ha supuesto variable pero acotado superiormente. En la medida que la cota superior del retraso de acceso sea mayor que el periodo de muestreo empleado en la captura de la información será necesaria una reducción de la frecuencia (o lo que es lo mismo, un aumento del periodo de muestreo) para evitar que la concesión del enlace llegue después que una nueva muestra esté disponible. Esta reducción de frecuencia se realizará mediante una operación de diezmado que elimina muestras para garantizar que las muestras que no son eliminadas se transmiten con seguridad.

En el modo de funcionamiento basado en eventos es la llegada de un mensaje de comando la que desencadena la captura de una nueva muestra de la variable de interés. La irregularidad en la llegada de estos mensajes de comando da lugar a la conversión A/D irregular. En este caso, la solicitud del enlace se realizará coincidiendo con el evento de muestreo y la concesión será inmediata. Desaparece por tanto, el retraso de acceso aleatorio asumiendo que la llegada de un mensaje de comando implica la captura de una muestra y, al mismo tiempo, concede el uso del enlace para transmitirla. Tan sólo se considerará un retraso mínimo pero no nulo debido a la propagación de la señal.

### 3.6.3.- Sensor local

Este dispositivo sólo estará presente en el SCBR que dispone de control local en bucle cerrado (SCBR-C) ya que este tipo de SCBR es el único en el que se ha considerado la presencia de una realimentación local a la planta. La diferencia con el sensor para realimentación remota es que la información capturada se transmite a través de un enlace de uso exclusivo y, por lo tanto, sin las limitaciones de frecuencia ni los retrasos impuestos por el enlace compartido. De esta forma, al no haber limitaciones debidas al ancho de banda del medio de comunicación, no es necesaria ningún tipo de reducción de frecuencia de la señal discreta, resultado de la conversión A/D realizada por el sensor, al periodo de muestreo básico del sistema. Con ello se ofrece la posibilidad de

disponer de una realimentación local rápida con el objetivo de mejorar las prestaciones del bucle de control, al no estar afectada por los problemas propios del medio de comunicación compartido. El periodo de muestreo de toda la estructura de control local es el periodo de muestreo básico del SCBR que se considera suficiente para el cumplimiento de las especificaciones deseadas. En el modo de funcionamiento basado en temporización, el sensor local dispone de un reloj propio que determina los instantes de muestreo de la variable de interés. Estos instantes de muestreo estarán distribuidos de forma regular en el tiempo en los múltiplos enteros del periodo básico del sistema, que es el periodo de muestreo asociado a la toda la estructura de control local. Dado que la información capturada por este sensor no emplea el enlace compartido no se considera el modo de funcionamiento basado en eventos para este dispositivo.

### **3.6.4.- Medio de comunicación compartido**

El SCBR tal y como se ha descrito se caracteriza por el uso de un enlace compartido en la realimentación entre la planta controlada y el controlador principal. No es objeto de este trabajo el estudio de los distintos tipos de medios que se pueden emplear en un sistema de control. Se considerará un enlace general al cual llegan solicitudes de uso y, mediante algún tipo de política de arbitraje, se concede la utilización. La naturaleza aleatoria del tráfico de información en el medio compartido implica un retraso aleatorio entre cada solicitud y la concesión correspondiente, que será denominado retraso de acceso al medio. Un ejemplo de medio de comunicación compartido real empleado ampliamente en la industria es Profibus (ver [Ben93] para una completa descripción).

En el SCBR general existen dos dispositivos que pueden actuar como emisores de información a través del enlace compartido y, por lo tanto, capaces de realizar peticiones de acceso (sensor remoto y controlador remoto) y dos dispositivos receptores de la información transmitida por los anteriores (controlador remoto y controlador local). En ambos, la generación de la información a transmitir se realiza a periodo  $T$ . Si el medio de comunicación compartido no es capaz transmitir la información con la misma frecuencia con la que es generada, será necesario reducir la misma mediante la eliminación controlada (diezmado) de muestras y acciones. El periodo de muestreo asociado a la comunicación entre sensor remoto y controlador remoto ( $T_{LR}$ ) vendrá impuesto por la frecuencia que es capaz de asumir el enlace LR. De la misma forma, el periodo de la señal efectivamente transmitida entre controlador remoto y controlador local ( $T_{RL}$ ) es determinado por la capacidad del enlace RL.

En el mejor de los casos, el enlace estará disponible en el momento de la petición y la concesión será inmediata con lo que el retraso de acceso será nulo. Esta situación es equivalente a la utilización de un enlace de comunicación exclusivo. En el caso general el enlace no estará siempre disponible y será necesario esperar a que lo esté. El tiempo de espera es, en si mismo, el retraso de acceso al medio. Se asume la existencia de una cota superior en el retraso de acceso. Dicha cota viene determinada por diversos factores propios de la implementación concreta del enlace (número de dispositivos compartiendo el recurso, velocidad de transmisión, longitud de las tramas, política de arbitraje,...) y se supone constante y conocida. Para evitar pérdidas de información en el acceso al enlace, el periodo de muestreo asociado a las señales transmitidas ( $T_{LR}$  para la comunicación planta-control y  $T_{RL}$  para el sentido contrario) siempre será mayor que la cota superior del retraso de acceso. En otras palabras, no está permitido realizar una solicitud de acceso antes de que se haya concedido el permiso a la anterior. Tampoco se considerará la posibilidad de pérdida de información debido a errores propios del medio. De esta forma, se garantiza que toda la información transmitida por los emisores (aunque no toda la información generada por los emisores) llega a su destino, con mayor o menor retraso.

### 3.6.5.- Controlador remoto

La tarea de este elemento consiste en recoger las muestras realimentadas a través del enlace compartido, comparar dicha información con la señal de referencia y calcular la acción de control a aplicar, en función de su propia ley de control. Además, después de calcular la acción de control, el controlador remoto deberá solicitar el uso del enlace compartido para la transmisión de la acción hacia la planta. Transcurrido el tiempo de espera a que el uso del enlace sea concedido, la acción remota calculada será enviada. El controlador remoto dispone de una base de tiempos propia que determina cuando debe iniciarse el cálculo de la acción de control. Esta base de tiempos, caracterizada por el periodo de muestreo básico del SCBR, determina los instantes de tiempo en los que se generan las acciones de control remotas y, por lo tanto, los instantes de tiempo en los que se solicita el uso del enlace compartido para comunicar con la parte local del SCBR. Si el periodo de muestreo asociado al enlace LR es superior a  $T$ , debido a las limitaciones en el ancho de banda, será necesaria una operación de expansión que aumente la frecuencia, compensando la reducción aplicada en el emisor. En este caso el controlador remoto realizará una operación de interpolación que trate de recuperar la información eliminada voluntariamente para adaptarse a las limitaciones del enlace compartido. La frecuencia de generación de acciones de control remotas es la correspondiente al periodo de muestreo básico del SCBR. Si el periodo de muestreo asociado al enlace con la parte local del bucle de control es menor que el periodo básico será necesaria una operación de diezmado previa a la transmisión de la información.

El periodo de tiempo que transcurre entre la solicitud de acceso al medio compartido y la concesión correspondiente es variable en función de la utilización del enlace. No se considera ningún retraso asociado al coste computacional del algoritmo de cálculo de las acciones remotas, ya que suele ser despreciable frente a los retrasos asociados al medio de comunicación compartido. En caso de ser significativo siempre podría ser considerado conjuntamente como parte del tiempo de espera por la concesión.

### 3.6.6.- Controlador local

En la definición de los tipos de SCBR según la estructura de control local, el caso más simple no dispone de ningún elemento con capacidad de cálculo en la parte local del SCBR. En este caso las acciones de control se aplican directamente por el actuador sin recibir ningún tipo de procesamiento previo. El periodo de actuación, esto es, el periodo según el cual se aplican las acciones sobre la planta continua es el periodo de muestreo básico del SCBR. Si la comunicación RL presenta limitaciones en su ancho de banda que hacen necesaria una reducción de la frecuencia, habrá que incrementarla después de la recepción para recuperar la frecuencia básica del SCBR. Esto se hará mediante una operación de expansión de la secuencia de muestras recibida. Si no hay controlador local no será posible realizar una interpolación para paliar la pérdida de información.

En los SCBR-B y SCBR-C se considera la posibilidad de situar un elemento de control local a la planta controlada. Este controlador local se comunica con la planta a través de un enlace exclusivo y, por lo tanto, esta comunicación no está sometida a retrasos. En el caso del SCBR-C, además, se dispone de un sensor local que realimenta información al controlador local mediante un enlace de uso exclusivo, dando lugar a un verdadero bucle de control local. La función del controlador local en el sistema es generar acciones de control para ser aplicadas a la planta a través del actuador. Para ello utilizará la ley de control que haya sido diseñada para este controlador, la información que proviene del controlador remoto a través del enlace compartido y, en su caso, la información que proviene del sensor local a través de un enlace sin restricciones.

La base de tiempos de toda la estructura de control local es la misma, ya que entre los elementos que la constituyen hay una comunicación sin las limitaciones propias del enlace compartido. Si la comunicación entre el controlador remoto y el local está afectada por reducción de frecuencia, tiene lugar una pérdida de parte de la información generada por el controlador remoto. En este caso, el controlador local es el encargado de realizar una interpolación de la secuencia de muestras recibida a través del enlace compartido tratando de recuperar, en la medida de lo posible, la información descartada en el emisor.

En modo de operación basado en temporización, el periodo de muestreo de esta base de tiempos es el periodo básico. Este reloj de frecuencia constante determina la captura en el sensor local, la generación de una nueva acción de control en el controlador local y la aplicación efectiva de la misma sobre la planta continua. En el modo de funcionamiento basado en eventos, es la llegada de nueva información a través del enlace, la que desencadena el cálculo de la acción de control local. Para el cálculo de la nueva acción se empleará la información más reciente disponible, esto es, la última muestra capturada por el sensor local y la última acción remota recibida a través del enlace. La acción calculada quedará a disposición del actuador, que la aplicará de forma inmediata sobre la planta continua. De igual forma que en el caso del controlador local, no se considerará retraso asociado al coste computacional del controlador local.

### **3.6.7.- Actuador**

La tarea del actuador se limita a realizar la conversión D/A de la secuencia de acciones. En el caso de que el controlador local no esté presente en el sistema (SCBR-A) la secuencia de acciones aplicada es la generada por el controlador remoto, transmitidas a través de enlace compartido, convenientemente expandidas si fuera necesario. Si el sistema dispone de un elemento de control local (SCBR-B y SCBR-C) las acciones aplicadas son las generadas por éste. En cualquiera de los casos, la secuencia de acciones es convertida en una señal continua que es aplicada sobre el proceso controlado. A pesar de que existen otras posibilidades, desde un punto de vista práctico la forma más habitual de realizar la conversión es utilizando un retenedor de orden cero (ZOH, por sus siglas en inglés *Zero Order Holder*). De esta forma, el actuador mantiene constante el valor de cada una de las acciones, dando lugar a la señal continua. No se considerarán otras posibilidades en la implementación del actuador.

En el funcionamiento basado en temporización, el actuador dispone de una base de tiempos regular (T) que coincide con la que determina la generación de acciones de control locales y la captura de muestras en el sensor local. Esta base de tiempos indicará cuando termina la aplicación de una acción y comienza la siguiente. De esta forma, la duración de la aplicación de cada acción sobre la planta continua será la misma, dando lugar a una conversión D/A regular. Si el actuador opera basándose en eventos, la llegada de información a través de enlace compartido determina el final de la aplicación anterior y el comienzo de la nueva. En este caso, el tiempo de aplicación de cada acción calculada por el controlador local dependerá de lo que tarde en llegar la siguiente información procedente del controlador remoto, dando lugar a una conversión D/A irregular.

### **3.6.8.- Conversores de frecuencia**

En la representación de los distintos tipos de SCBR (figuras 3.2 a 3.7) se pueden apreciar dos elementos adicionales a los ya descritos. Se trata de elementos de conversión de señales digitales (conversión D/D). La función de éstos es la modificación del periodo asociado a las señales digitales transmitidas a través del enlace compartido, para adaptarlo a las limitaciones de ancho de banda impuestas por el mismo. En el

SCBR, tal y como se ha descrito, los elementos que generan y utilizan la información transmitida a través del enlace compartido operan según el mismo periodo de muestreo, el periodo de muestreo básico del SCBR. Sin embargo, la comunicación entre los elementos de las partes local y remota, puede que no soporte una frecuencia tan elevada y sea necesaria una reducción de frecuencia en el emisor y un incremento en el receptor.

Esta función de conversión de frecuencia se modelará matemáticamente por medio de los operadores *skip* y *expand*. El operador *skip* realiza una operación de diezmo, dejando pasar tan sólo una de cada grupo de  $N$  muestras consecutivas. De esta forma, el periodo de muestreo de la señal de salida es  $N$  veces mayor que el de entrada y, por lo tanto, su frecuencia es  $N$  veces menor. El operador *expand* realiza una operación de expansión insertando  $N-1$  muestras nulas (ceros) entre cada dos muestras consecutivas de la señal de entrada. Esto supone un incremento efectivo de la frecuencia de la señal al hacer el periodo de muestreo  $N$  veces menor. En la figura 3.19 se muestra un ejemplo del efecto de estos dos operadores. La primera señal representa el conjunto de muestras a transmitir, la segunda es el resultado de aplicar una operación de diezmo (*skip*) con multiplicidad  $N=3$  y la tercera es el resultado de aplicar la operación de expansión (*expand*) sobre la anterior. Así, la primera de estas señales es un ejemplo de la secuencia de muestras que el emisor desearía transmitir, la segunda es la que efectivamente transmite debido a las limitaciones del enlace compartido y la tercera es la que recibe el receptor después de adaptar el periodo de muestreo. En el capítulo siguiente se incluye una completa descripción de estos operadores, así como una relación de propiedades de los mismos, que serán de utilidad en el desarrollo de los modelos del SCBR.

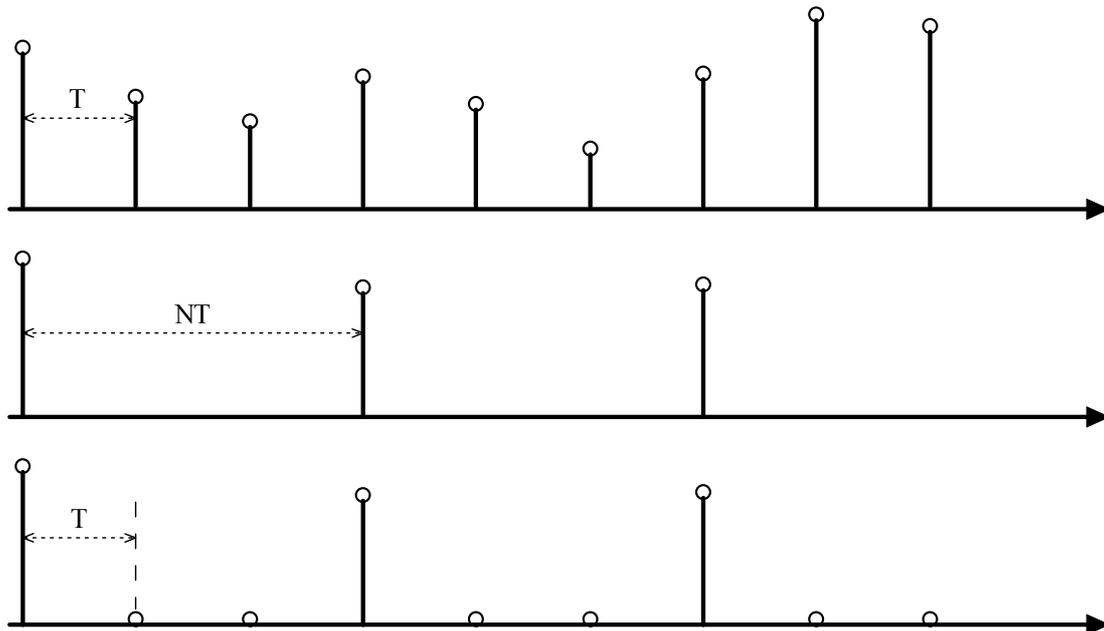


Figura 3.19.- Operadores *skip* y *expand*

Los dos enlaces de SCBR (LR y RL) tienen asociada una multiplicidad ( $N_{LR}$  y  $N_{RL}$ ) que representa la reducción de frecuencia que impone el enlace en función de la información por unidad de tiempo que es capaz de transmitir, que a su vez está determinada por la cota superior del retraso de acceso. Estas multiplicidades no son más que la relación entre el periodo de muestreo de la señal discreta que se transmite y el periodo de muestreo básico del SCBR ( $N_{LR}=T_{LR}/T$  y  $N_{RL}=T_{RL}/T$ ). Sólo se considerarán conversiones donde las frecuencias de entrada y salida son conmensurables, es decir la relación de multiplicidad entre ellos es un número entero.

### 3.7.- Escenarios particulares

Partiendo del modelo general sin control local (SCBR-A) descrito en el apartado 3.2, se pueden plantear modelos particulares imponiendo condiciones sobre los parámetros que caracterizan su funcionamiento. De esta manera se pueden definir varios escenarios particulares, de complejidad creciente, para los cuales se propondrán soluciones a los problemas derivados del uso del enlace compartido. Cualquiera de estos escenarios particulares admite sus correspondientes versiones con control local en bucle abierto (SCBR-B) y con control local en bucle cerrado (SCBR-C).

En una primera aproximación se considerará que todas las bases de tiempo están sincronizadas, es decir, no se considera la presencia de desfase entre las bases de tiempo, de modo que la captura de muestras, el cálculo de acciones de control y la aplicación de las mismas suceden de forma simultánea. Tampoco se incluirá, por el momento, el funcionamiento basado en eventos de forma que todos los dispositivos del SCBR operarán basándose en temporización regular. A partir de los modelos obtenidos en estas condiciones se estudiará la influencia del desfase y el modo de operación basado en eventos, en la última parte del trabajo.

#### 3.7.1.- SCBR monofrecuencia (SCBR-1F)

En este escenario hay una única base de tiempos que controla las tareas de todos los elementos del sistema. El enlace compartido empleado para la realimentación remota impone retrasos de acceso en ambos sentidos de la comunicación, pero dichos retrasos son siempre inferiores al periodo de muestreo básico del SCBR. Así, la llegada de la información a su destino sucede antes de que un nuevo dato esté listo para ser transmitido y, por lo tanto, no son necesarias conversiones de frecuencia ni en los emisores ni en los receptores de la información. Las condiciones impuestas en este caso son las que se relacionan a continuación:

- $T_{LR} = T_{RL} = T$
- $0 < \delta_{LR} < T$
- $0 < \delta_{RL} < T$
- $\Delta_{LR} = \Delta_{RL} = 0$

#### 3.7.2.- SCBR bifrecuencia con enlace LR lento (SCBR-2F-LR)

En el SCBR bifrecuencia se emplean dos frecuencias, y por lo tanto dos periodos de muestreo, diferentes. El caso particular con enlace LR lento emplea un periodo de muestreo mayor que el periodo de muestreo básico para la comunicación entre la planta y el control remoto. Se trata, por lo tanto, del SCBR que dispone de un enlace LR lento, esto es, que impone limitaciones en la cantidad de información transmitida por unidad de tiempo desde el sensor remoto, debido a la utilización de un medio de comunicación compartido. Los retrasos de acceso en el enlace LR son variables y están acotados superiormente por  $T_{LR}$ , que es un múltiplo entero del periodo de muestreo básico del SCBR. Esta condición evita la pérdida de información durante la espera a que se conceda el uso del enlace compartido. Será necesaria, por tanto, una reducción de frecuencia en el sensor remoto (diezmado) y un incremento en el controlador remoto (expansión). Como no se considera desfase entre las bases de tiempo local y remota, el retraso efectivo percibido por el receptor será siempre igual al periodo de muestreo del enlace. Las condiciones impuestas sobre los parámetros del SCBR en este caso son las siguientes:

- $T_{LR} > T_{RL} = T$
- $0 < \delta_{LR} < T \cdot N_{LR} = T_{LR}$
- $0 < \delta_{RL} < T$
- $\Delta_{LR} = \Delta_{RL} = 0$

### 3.7.3.- SCBR bifrecuencia con enlace RL lento (SCBR-2F-RL)

En este caso, el enlace lento es el que comunica la parte remota con la local. Por lo tanto, el periodo de muestreo asociado a la señal discreta transmitida por el enlace RL (esto es,  $T_{RL}$ ) es mayor que el periodo de muestreo básico del SCBR, ya que es este enlace el que impone limitaciones en cuanto al ancho de banda. Este periodo de muestreo viene impuesto por la cota superior del retraso de acceso al medio compartido y, será un múltiplo entero del periodo básico, siendo  $N_{RL}$  la relación de multiplicidad. De esta forma se modela el caso en el que la comunicación control-planta está sometida a retrasos de acceso mayores que la comunicación en sentido contrario, es decir la prioridad es mayor para las peticiones de acceso del sensor para la realimentación remota que para las del controlador remoto. Será necesario un operador *skip* sobre la secuencia de acciones generada por el controlador local y el correspondiente *expand* en recepción. De forma similar al caso anterior las condiciones serán:

- $T_{RL} > T_{LR} = T$
- $0 < \delta_{LR} < T$
- $0 < \delta_{RL} < T \cdot N_{RL} = T_{RL}$
- $\Delta_{LR} = \Delta_{RL} = 0$

### 3.7.4.- SCBR bifrecuencia con enlaces LR y RL lentos (SCBR-2F-LL)

En los dos casos anteriores se ha supuesto la existencia prioridades diferentes en los dos enlaces del SCBR. Las peticiones de acceso en uno de ellos (el enlace rápido) son atendidas con más rapidez que en el otro (el enlace lento). Esto da lugar a retrasos de acceso potenciales y, por lo tanto periodos de muestreo, diferentes. En este caso la prioridad de ambos enlaces es la misma como en el caso monofrecuencia pero la cota superior del retraso de acceso excede al periodo de muestreo básico del sistema. El periodo de muestreo asociado a las señales discretas transmitidas por ambos enlaces es el mismo. Este periodo será un múltiplo entero del periodo básico y la relación de multiplicidad es la misma en ambos enlaces ( $N_{LR}=N_{RL}=N$ ). Este será el caso más habitual de SCBR, ya que en él la prioridad de las demandas de acceso al medio es igual en ambos dispositivos emisores. De esta forma, la cota superior del retraso de acceso será la misma en ambos enlaces y, en consecuencia, también lo será el periodo de muestreo impuesto por ella. Las condiciones en este caso son las que se relacionan a continuación

- $T_{LR} = T_{RL} > T$
- $0 < \delta_{LR} < T \cdot N = T_{LR}$
- $0 < \delta_{RL} < T \cdot N = T_{RL}$
- $\Delta_{LR} = \Delta_{RL} = 0$

### 3.7.5.- SCBR multifrecuencia con enlace LR lento (SCBR-3F-LR)

En este caso particular del SCBR intervienen tres frecuencias diferentes y, por lo tanto, tres periodos de muestreo. Esto es debido al hecho de que la cota superior del retraso de acceso al medio es diferente en los enlaces LR y RL, debido a una diferente asignación de prioridades en la política de arbitraje del enlace compartido. Además, en ambos casos, dicha cota es mayor que el periodo de muestreo básico del SCBR con lo cual los tres periodos de muestreo del SCBR son diferentes. En concreto, este caso particular es en el que el retraso de acceso máximo es mayor en el enlace LR, lo cual implica que la comunicación planta-control soportará retrasos de mayor magnitud que la comunicación control-planta. Puesto que hay limitaciones frecuenciales en ambos enlaces será necesaria una reducción de frecuencia en ambos emisores, siendo en este caso mayor la multiplicidad asociada a la comunicación entre el sensor remoto y el controlador remoto. Tal y como se ha descrito, en este caso las condiciones impuestas a los parámetros del sistema serán las siguientes:

- $T_{LR} > T_{RL} > T$
- $0 < \delta_{LR} < T \cdot N_{LR}$
- $0 < \delta_{RL} < T \cdot N_{RL}$
- $\Delta_{LR} = \Delta_{RL} = 0$

### 3.7.6.- SCBR multifrecuencia con enlace RL lento (SCBR-3F-RL)

De forma simétrica a la anterior se puede plantear el SCBR con tres frecuencias diferentes en el cual el enlace lento es el que comunica el controlador remoto con la planta. El enlace RL estará afectado por retrasos mayores debido a una menor prioridad de las peticiones de acceso su emisor, el controlador remoto. Como en el caso anterior, las operaciones de diezmado y expansión estarán presentes en ambos sentidos de la comunicación pero ahora la reducción de frecuencia es mas acusada en la señal discreta generada y emitida por el controlador remoto. Las condiciones impuestas en este caso son las que se relacionan a continuación:

- $T_{RL} > T_{LR} > T$
- $0 < \delta_{LR} < T \cdot N_{LR} = T_{LR}$
- $0 < \delta_{RL} < T \cdot N_{RL} = T_{RL}$
- $\Delta_{LR} = \Delta_{RL} = 0$

### 3.7.7.- SCBR con desfase

Con el planteamiento realizado hasta el momento, en el SCBR-1F el periodo de muestreo básico del SCBR determina los instantes de captura de muestras, de generación de acciones de control y de aplicación de las mismas. Sin embargo esto no significa que exista una única señal de reloj que determina estos instantes, sobretodo cuando los dispositivos en los que se desempeñan estas tareas están físicamente separados por un medio de comunicación de uso no exclusivo. Todos los casos anteriores se caracterizan por la sincronización de todas las señales de reloj y por ello se han definido como nulos los parámetros que caracterizan el desfase en el SCBR. Sin embargo, esta perfecta sincronización no es sencilla de garantizar en un sistema real.

Desde un punto de vista más cercano a la realidad es necesario considerar la posibilidad de desfases entre los extremos local y remoto. Sólo se considerará en este trabajo la posibilidad de desfase en el SCBR monofrecuencia aunque las conclusiones obtenidas pueden ser extendidas al resto de los casos. No se impone ninguna condición en cuanto a la relación entre los retrasos de acceso y los desfases, esto es, el retraso de acceso en un enlace puede ser mayor o menor que el desfase entre ambos extremos de dicho enlace. Así pues, para el SCBR con desfase se imponen las siguientes condiciones en los parámetros del sistema:

- $T_{RL} = T_{LR} = T$
- $0 < \delta_{LR} < T$
- $0 < \delta_{RL} < T$
- $\Delta_{LR} \neq 0$
- $\Delta_{RL} \neq 0$

### 3.7.8.- SCBR por eventos

En todos los casos descritos hasta el momento los dispositivos que constituyen el SCBR operan por temporización. Esto significa que existe una señal de reloj que determina los eventos de captura, generación y actuación. Sin embargo, también se ha considerado la posibilidad de un SCBR en el que los dispositivos sensor y actuador operen por eventos. Tal y como se ha descrito, en este tipo de SCBR es el retraso de acceso al medio el que determina los instantes de captura y actuación. De esta forma, los retrasos de acceso variables dan lugar a conversiones irregulares que, por supuesto, tendrán influencia en las prestaciones del sistema. En este caso, los parámetros asociados al desfase dejan de tener sentido ya que, en realidad, no existe una base de tiempos asociada a los dispositivos situados en el extremo local del SCBR. Desde otro punto de vista, también se puede entender que el SCBR por eventos es equivalente a un enlace con desfase, en el que el desfase no es constante sino que es el retraso de acceso el que determina el desfase. En estas condiciones el desfase en ambos enlaces es igual al retraso de acceso correspondiente. Al igual que en el caso anterior, sólo se considerará el SCBR-1F a la hora de analizar la influencia de los dispositivos operando por eventos. Con esta consideración las condiciones impuestas a los parámetros del sistema se pueden expresar de la siguiente forma:

- $T_{RL} = T_{LR} = T$
- $0 < \delta_{LR} < T$
- $0 < \delta_{RL} < T$
- $\Delta_{LR} = \delta_{LR}$
- $\Delta_{RL} = \delta_{RL}$



## 4.- MODELADO DEL SCBR

El objetivo de este capítulo es establecer modelos de la dinámica de la planta continua que se pretende controlar a través del enlace compartido, en los casos particulares relacionados en el capítulo anterior. Dichos modelos deberán incluir las irregularidades asociadas al enlace. En definitiva, se trata de obtener modelos de la dinámica de la planta observada por el controlador remoto que puedan ser empleados en el diseño del mismo.

Por el momento no se considerará la posibilidad de desfases entre las bases de tiempo que gobiernan el funcionamiento de los distintos elementos del sistema ni el modo de funcionamiento basado en eventos. Los modelos obtenidos para la operación basada en temporización, con bases de tiempo sincronizadas serán modificados más adelante para considerar todas las posibilidades. De la misma forma se va a considerar el SCBR sin control local, es decir, en el que las acciones calculadas por el controlador remoto son aplicadas por el actuador sin ningún tipo de procesamiento previo. Sobre este planteamiento básico se analizarán las ventajas que puede aportar una estructura de control local (en bucle abierto o cerrado) desde el punto de vista de las prestaciones del sistema y la robustez de las soluciones propuestas.

### 4.1.- Modelos del SCBR desde el controlador remoto

El objetivo de este apartado es establecer una colección de modelos matemáticos de la dinámica observada por el controlador remoto. Este modelo incluirá el efecto del enlace RL empleado para transmitir las acciones de control, el comportamiento dinámico de la planta y el efecto del enlace LR empleado para la realimentación. En el desarrollo de estos modelos se emplearán los operadores *skip* y *expand*, para modelar las conversiones de frecuencia. En el subapartado siguiente se incluye una descripción de estos operadores, cuya definición formal puede encontrarse en [Cof66] y también en [Cam99], así como una relación de sus propiedades, algunas de las cuales se aplicarán para simplificar los modelos del SCBR.

En la literatura especializada en tratamiento digital de la señal (por ejemplo en [Opp89] y [Cro83]), estos operadores aparecen frecuentemente referenciados como *downsampling* y *upsampling*, significando reducción e incremento de frecuencia de muestreo de señales discretas. En castellano es aceptada la denominación 'diezmado' e 'interpolación', a pesar de que el concepto de interpolación supone un procedimiento general de incremento de frecuencia, donde la operación de expansión es el caso particular más sencillo.

Todos los modelos descritos en este apartado están basados en la dinámica discreta equivalente de la planta continua, empleando el periodo básico del SCBR ( $T$ ) como periodo de muestreo. Esto supone que la secuencia de acciones recibida por el actuador es convertida en una señal continua mediante la retención de dichas acciones durante un tiempo constante  $T$ , lo cual implica una conversión D/A regular con retenedor de orden cero. La salida continua de la planta (esto es, la variable de interés) es muestreada cada  $T$  unidades de tiempo, dando lugar a una conversión A/D regular. La función de transferencia discreta que relaciona la secuencia de acciones aplicadas por el actuador con la secuencia de muestras a periodo  $T$  viene dada por el equivalente discreto ante escalones de la planta continua:

$$G_p(z) = \frac{\mathcal{Z}\{U(s) \cdot G_p(s)\}}{\mathcal{Z}\{U(s)\}} \Big|_{U(s)=\frac{1}{s}} = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z}\left\{\frac{G_p(s)}{s}\right\}$$

A partir de este modelo que relaciona la secuencia de entradas y salidas a periodo básico, se obtendrán las relaciones dinámicas entre las señales discretas generadas y recibidas por el controlador remoto en los distintos escenarios particulares descritos en el capítulo anterior.

### 4.1.1.- Los operadores *skip* y *expand*

Empleados para modelar matemáticamente las operaciones de reducción e incremento de frecuencia de señales discretas, los operadores *skip* y *expand* (diezmado y expansión) se definen de la siguiente forma:

- **Operador *skip*:** Se trata de un operador que recibe una secuencia de valores (señal discreta) y genera a su salida la secuencia de valores que resulta de eliminar las N-1 muestras finales de cada grupo de N muestras consecutivas. De este modo, el operador *skip* genera a su salida una señal discreta que incluye únicamente la primera de cada grupo de N muestras consecutivas de la señal de entrada. Si el periodo de muestreo asociado a la señal de entrada es T, el periodo de muestreo asociado a la señal de salida será NT y, por lo tanto, el operador se comporta como un reductor de frecuencia. En la figura 4.1 se muestra un ejemplo del funcionamiento de este operador, aplicado a una señal senoidal amortiguada. La gráfica de la derecha es la secuencia de entrada y la de la izquierda es la que resulta de aplicar una operación *skip* con multiplicidad N=3. Como se puede apreciar el periodo de muestreo de la señal de salida es tres veces mayor que el de la señal de entrada. La expresión matemática que corresponde a este operador es la siguiente:

$$Y(z_N) = \text{Skip}\{U(z)\}_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} U(e^{j2\pi k/N} \cdot z^{1/N})$$

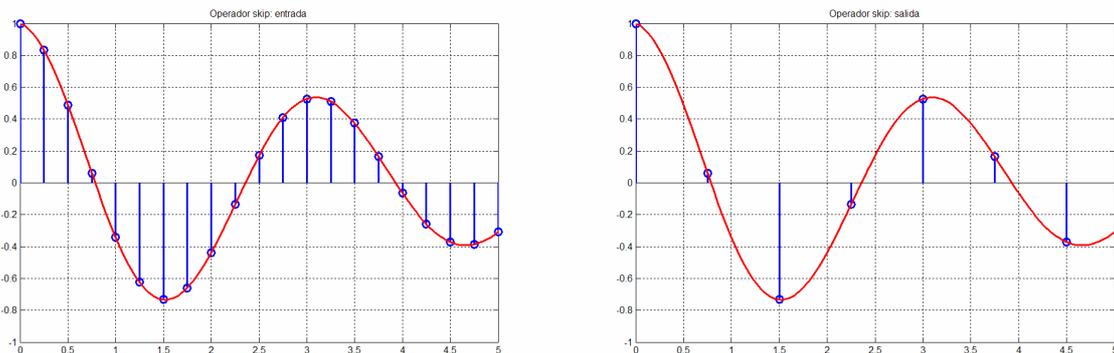


Figura 4.1.- Operador *skip* (N=3)

- **Operador *expand*:** El operador *expand* representa la forma más simple de aumentar la frecuencia de una señal discreta. Si el operador *skip* elimina muestras, el operador *expand* las añade y la forma más simple de llevar a cabo esta operación es añadiendo muestras nulas. Por cada muestra de la señal de entrada se añaden N-1 muestras nulas para generar un grupo de N

muestras en la señal de salida. De esta forma se reduce el periodo de muestreo por un factor  $N$  y, por lo tanto, se incrementa la frecuencia por el mismo factor. Las gráficas de la figura 4.2 muestran un ejemplo del funcionamiento de este operador, para una multiplicidad  $N=3$  como en el ejemplo anterior. En este caso el periodo de muestreo de la señal de salida es tres veces menor que el de la señal de entrada. La expresión matemática que le corresponde es la siguiente:

$$Y(z) = Exd \{U(z_N)\}_N = U(z^N)$$

En las expresiones anteriores  $N$  es la relación de multiplicidad en la operación de diezmado y expansión,  $U(z)$  e  $Y(z)$  representan las transformadas en  $Z$  de las secuencias de entrada y salida, respectivamente. Se ha empleado la variable  $z_N$  para distinguir las señales discretas cuyo periodo de muestreo asociado es  $NT$ . Las señales discretas cuyo periodo de muestreo es  $T$  emplean la variable  $z$ . La relación de multiplicidad expresa el factor por el cual se incrementa/decrementa el periodo de muestreo de la señal discreta (o lo que es lo mismo, se decrementa/incrementa su frecuencia) en las operaciones de diezmado/expansión.

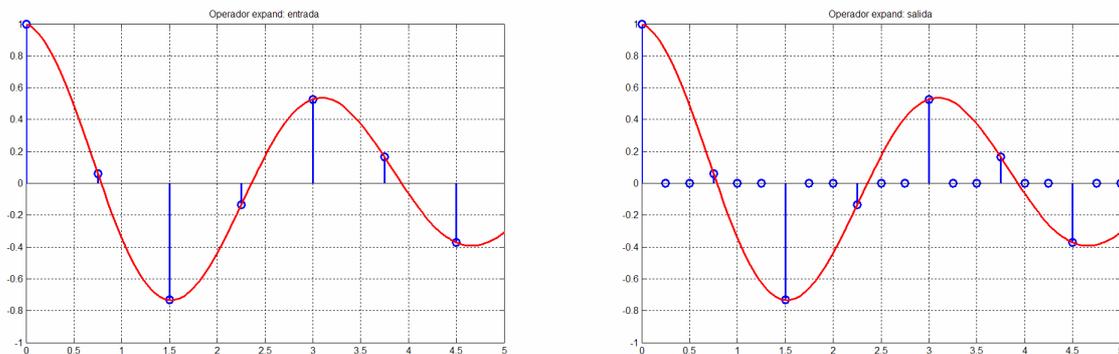


Figura 4.2.- Operador *expand* ( $N=3$ )

Directamente de la definición de los operadores *skip* y *expand* se deducen algunas propiedades, como las que se relacionan a continuación, que serán de utilidad a la hora de desarrollar y simplificar los modelos del SCBR que se presentarán en los subapartados siguientes:

- $Skp \{U(z)\}_1 = Exd \{U(z)\}_1 = U(z)$
- $Exd \{U_1(z_N) \cdot U_2(z_N)\}_N = Exd \{U_1(z_N)\}_N \cdot Exd \{U_2(z_N)\}_N$
- $Skp \{U_1(z) \cdot U_2(z)\}_N \neq Skp \{U_1(z)\}_N \cdot Skp \{U_2(z)\}_N$
- $Skp \{Exd \{U(z_N)\}_N\}_N = U(z_N)$
- $Exd \{Skp \{U(z)\}_N\}_N \neq U(z)$
- $Skp \{U_1(z) \cdot Exd \{U_2(z_N)\}_N\}_N = Skp \{U_1(z)\}_N \cdot U_2(z_N)$

- $Exd\{U_1(z_N) \cdot Skp\{U_2(z)\}_N\}_N \neq Exd\{U_1(z_N)\}_N \cdot U_2(z)$
- $z_N^{\pm 1} \cdot Skp\{U(z)\}_N = Skp\{z_N^{\pm N} \cdot U(z)\}_N$
- $z_N^{\pm N} \cdot Exd\{U(z_N)\}_N = Exd\{z_N^{\pm 1} \cdot U(z_N)\}_N$
- $Skp\{z^{\pm i} \cdot Exd\{U(z_N)\}_N\}_N = 0 \quad \text{para } i=1,2,\dots,N-1$
- $Skp\{Skp\{U(z)\}_{N1}\}_{N2} = Skp\{U(z)\}_{N1 \cdot N2}$
- $Exd\{Exd\{U(z)\}_{N1}\}_{N2} = Exd\{U(z)\}_{N1 \cdot N2}$
- $Skp\{Exd\{U(z)\}_{N1 \cdot N2}\}_{N1} = Skp\{U(z)\}_{N2}$
- $Exd\{Skp\{U(z)\}_{N1 \cdot N2}\}_{N1} \neq Skp\{U(z)\}_{N2}$
- $Exd\{Skp\{U(z)\}_{N1}\}_{N2} = Skp\{Exd\{U(z)\}_{N2}\}_{N1} \quad \text{sólo si } N1 \text{ y } N2 \text{ son coprimos.}$

#### 4.1.2.- Modelo del SCBR-1F

Este caso de SCBR se considera el caso de referencia, ya que no existen limitaciones en el uso del enlace compartido, excepto el inevitable retraso variable asociado al acceso al medio empleado para la transmisión de la información. Tal y como se ha descrito en el planteamiento del modelo general, la cota superior del retraso es siempre inferior al periodo de muestreo asociado al enlace en ambos sentidos de la comunicación. De esta forma no se permite la pérdida de información incontrolada cuando el retraso de acceso es demasiado grande.

Todas las muestras capturadas por el sensor para la realimentación remota están disponibles para el controlador remoto en un tiempo inferior a T. Dado que la base de tiempos asociada al controlador remoto es igual (en frecuencia y fase) a la del sensor remoto, desde el punto de vista del receptor de la información el retraso con el que es utilizada la información realimentada a través del enlace compartido es igual a un periodo de muestreo, independientemente de que el retraso de acceso sea mayor o menor. Del mismo modo, el retraso percibido por el receptor en el enlace RL es igual a un periodo de muestreo ya que las bases de tiempo de emisor y receptor son iguales. A pesar de que el retraso de acceso es variable, como la información transmitida no es recogida hasta el siguiente instante determinado por la base de tiempos del sistema, dicho retraso siempre es completado hasta un periodo de muestreo. La figura 3.7 muestra el esquema de tiempos en estas condiciones. Como se puede apreciar, el retraso total desde que se captura una muestra en el sensor remoto (marcas hacia arriba con círculos) hasta que se aplica la acción de control que resulta de su utilización (marcas hacia abajo con cuadrados), es constante e igual a dos periodos de muestreo. En estas condiciones la relación entre la secuencia de acciones generadas por el controlador remoto y la secuencia de muestras recibidas por el mismo es la siguiente:

$$Y(z) = (U(z) \cdot z^{-1}) \cdot G_p(z) \cdot z^{-1}$$

El modelo en este caso, puesto que interviene una única frecuencia en todo el SCBR, acaba siendo un sistema lineal e invariante con el tiempo (en adelante, LTI por sus siglas en inglés *Linear and Time Invariant*). No sucederá lo mismo en el momento que esté presente más de una frecuencia, ya que la multiplicidad entre los periodos de muestreo que intervienen, dará lugar a relaciones de tipo periódico entre las secuencias de valores enviados y recibidos por el controlador remoto. El SCBR será modelado como un sistema periódico para que incluya la influencia de la reducción de frecuencia que impone el enlace compartido. Dicho modelo será posteriormente convertido en un modelo LTI multivariable, sobre el cual se diseñará la estructura de control.

#### 4.1.3.- Modelo del SCBR-2F-LR

En el caso del SCBR con comunicación lenta en el enlace LR, el periodo de muestreo correspondiente a la secuencia que se transmite por dicho enlace ( $T_{LR}$ ) es un múltiplo del periodo de muestreo básico ( $N_{LR}$  veces mayor) empleado en la generación de la información a transmitir. Se aplicará una operación de diezmado antes de emitir la información y una operación de expansión después de recibirla. De esta forma, se fuerza a una regularidad en la pérdida de información causada por las limitaciones propias del enlace compartido. Debido a esto, el modelo que relaciona la secuencia de valores generada por el controlador remoto con la secuencia de valores que recibe, ya no será un sistema LTI. El bucle de realimentación del SCBR con dos o más frecuencias se comportará de forma periódica. En la figura 3.8 se representa el esquema de tiempos en estas condiciones. Las muestras de color negro representan las que aun siendo capturadas por el sensor no llegan a ser transmitidas al ser eliminadas por el operador *skip*. Estas muestras no transmitidas son sustituidas en recepción por muestras nulas mediante el operador *expand*. Como se puede observar en la figura, el retraso efectivo percibido por el receptor de la información es constante e igual a un periodo de muestreo  $T_{LR}$ . La secuencia de valores generada por el controlador remoto (de periodo  $T$ ) es transmitida a través del enlace RL después del correspondiente retraso de acceso variable. Dado que este retraso de acceso es siempre inferior al periodo básico no es necesaria una reducción de la frecuencia y, puesto que la recogida y utilización de estas acciones se realiza según una base de tiempos sincronizada con la del emisor, el retraso efectivo es igual a un periodo de muestreo  $T$ . El retraso total del bucle de realimentación será, por lo tanto, igual a  $T_{LR}+T=(N_{LR}+1)T$ . Utilizando los operadores *skip* y *expand* para representar la reducción de frecuencia en el enlace LR, el modelo matemático que expresa la relación entre las secuencias de muestras generadas y recibidas por el controlador remoto (ambas a periodo  $T$ ) puede expresarse como sigue:

$$Y(z) = Exd \left\{ Skp \left\{ U(z) \cdot z^{-1} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}}$$

En la expresión anterior,  $U(z)$  corresponde a la secuencia de valores generada por el controlador remoto, mientras que  $Y(z)$  representa la secuencia de valores recibidas por el mismo. Ambas son señales discretas a periodo  $T$  aunque la segunda es el resultado de expandir una secuencia de valores a periodo  $T_{LR}$ , múltiplo entero del periodo  $T$ . Por lo tanto, sólo una de cada  $N_{LR}$  muestras de  $Y(z)$  tiene valor significativo siendo nulas las restantes  $N_{LR}-1$  muestras. Este hecho es debido a que, en este caso, la secuencia  $Y(z)$  es recibida a través de un enlace de frecuencia lenta. El retraso  $z^{-1}$  de la expresión anterior corresponde con el retraso efectivo debido al enlace RL. Se ha empleado el término  $z_{LR}^{-1}$  para representar el retraso de un periodo de muestreo correspondiente al enlace LR. En ambos casos se trata de un retraso de un periodo de muestreo pero en el segundo caso el tiempo de retraso es  $N_{LR}$  veces mayor.

La expresión anterior constituye, de manera efectiva, el modelo del comportamiento dinámico del bucle de realimentación, desde el punto de vista del controlador. La diferencia con el caso descrito en el subapartado previo es que, ahora no se trata de una relación LTI sino de un sistema N-periódico (en [Kha85] se describen este tipo de sistemas), donde N es la relación de multiplicidad entre el periodo de muestreo lento y el rápido del SCBR bifrecuencia, esto es  $N=N_{LR}$ . A partir de las propiedades de los operadores *skip* y *expand* se puede demostrar que el modelo desarrollado se corresponde a un sistema N-periódico. La demostración se basa en que si la secuencia de entrada se retrasa un número de periodos de muestreo distinto de  $N_{LR}$  la secuencia de salida no es igual a la original con el mismo retraso, como sucedería en un sistema LTI. En cambio, si el retraso aplicado es igual a  $N_{LR}$  el sistema si se comporta como un LTI.

$$z^k \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{-k} \cdot U(z) \cdot z^{-1} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}} \neq \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot z^{-1} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}} \\ \text{para } k = 1, 2, \dots, N_{LR} - 1$$

$$z^{N_{LR}} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{-N_{LR}} \cdot U(z) \cdot z^{-1} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}} = z^{N_{LR}} \cdot \text{Exd} \left\{ z_{LR}^{-2} \cdot \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot z^{-1} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} = \\ = z^{N_{LR}} \cdot z^{-N_{LR}} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot z^{-1} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}} = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot z^{-1} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}}$$

En el apartado siguiente este modelo N-periódico y los correspondientes a los cuatro casos restantes serán convertidos en sistemas LTI multivariables que podrán ser utilizados en el desarrollo del controlador remoto.

#### 4.1.4.- Modelo del SCBR-2F-RL

La diferencia con el anterior es que en este caso la señal de frecuencia lenta es la que se transmite por el enlace entre el controlador remoto y el actuador. El periodo de muestreo correspondiente el enlace lento ( $T_{RL}$ ) es  $N_{RL}$  veces mayor que el periodo básico que, además, es el asociado al enlace LR. De este modo, se modela un SCBR en el que las peticiones de uso del enlace compartido por parte del sensor son de mayor prioridad que las del controlador. El modelo periódico de la dinámica observada por el controlador remoto, en estas condiciones es el siguiente:

$$Y(z) = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \right\}_{N_{RL}} \cdot z_{RL}^{-1} \right\}_{N_{RL}} \cdot G_P(z) \cdot z^{-1}$$

La expresión anterior relaciona una secuencia de valores generada por el controlador remoto con la secuencia de valores recibida a través del enlace compartido. Al igual que en el modelo del caso anterior, ambas secuencias son señales discretas a periodo T. Sin embargo, en este caso la secuencia de acciones de control debe ser diezmada antes de transmitirla a través del enlace lento. La transmisión supone un retraso efectivo de un periodo de muestreo  $T_{RL}$ . En la recepción la señal es expandida para poder ser aplicada por el actuador a periodo T. Las muestras de la variable de interés, capturadas a periodo T, son realimentadas sin problemas a través del enlace rápido. Esta transmisión supone, otra vez, un retraso de un periodo de muestreo T. El retraso total es, al igual que en caso anterior, la suma de los periodos de muestreo asociados a ambos enlaces, esto es  $T+T_{RL}=(N_{RL}+1)T$ .

El hecho de que la secuencia de valores aplicada por el actuador sea una señal expandida implica que se aplicarán sobre la planta una acción significativa y  $N_{RL}-1$  acciones nulas. Evidentemente esto no es lo más apropiado desde un punto de vista práctico ya que aunque el funcionamiento discreto pueda ser correcto la señal continua presentará oscilaciones intermuestreo. Por el momento, no se ha incluido un controlador local que ofrecería la posibilidad de convertir la secuencia de acciones expandida en una secuencia de acciones, todas ellas significativas, tratando de recuperar la información perdida debido a las limitaciones del enlace compartido. La presencia de este controlador local supondrá una mejora al sustituir las muestras nulas por otras significativas.

#### 4.1.5.- Modelo del SCBR-2F-LL

El tercer y último caso de los SCBR bifrecuencia es aquel en el que ambos enlaces de comunicación (LR y RL) deben realizarse a baja frecuencia, debido al retraso de acceso al medio. Se trata del SCBR en el que las peticiones de uso del enlace por parte del sensor remoto no tienen ni más ni menos prioridad que las peticiones del controlador remoto. El periodo de muestreo asociado al enlace LR ( $T_{LR}$ ) y el correspondiente al enlace RL ( $T_{RL}$ ) son iguales y  $N$  veces mayores que el periodo básico del SCBR ( $T$ ), donde  $N$  es igual a las multiplicidades asociadas a los enlaces (esto es,  $N=N_{RL}=N_{LR}$ ). La acción de control generada por el controlador remoto a periodo  $T$  será diezmada, transmitida por el enlace RL y expandida para adaptarla al periodo de muestreo del enlace. De igual forma, la secuencia de muestras capturadas por el sensor remoto a periodo  $T$  debe ser diezmada, transmitida y expandida por el enlace LR. La transmisión por ambos enlaces supone un retraso de un periodo de muestreo  $NT$ . La relación entre la salida y la entrada del controlador remoto a periodo básico, vendrá dada por la siguiente expresión:

$$Y(z) = Exd \left\{ Skp \left\{ Exd \left\{ Skp \left\{ U(z) \right\}_N \cdot z_N^{-1} \right\}_N \cdot G_P(z) \right\}_N \cdot z_N^{-1} \right\}_N$$

La expresión anterior muestra la relación periódica entre una salida del controlador remoto discreta a periodo  $T$  y la expansión de la señal discreta a periodo  $NT$  recibida a través del enlace LR. Evidentemente, en las condiciones planteadas, la señal  $U(z)$  no es transmitida íntegramente a través del enlace RL, debido a las limitaciones en el mismo. Tan sólo una de cada grupo de  $N$  acciones es realmente transmitida. El resto son eliminadas por el operador *skip*. De esta forma, no habrá ninguna diferencia si la señal  $U(z)$  es significativa en todas sus muestras o, si es una señal rellenada con ceros, resultado de expandir la salida de un controlador remoto cuyo periodo de muestreo asociado fuera  $NT$ .

#### 4.1.6.- Modelo del SCBR-3F-LR

El paso siguiente en la generalización del SCBR es considerar la posibilidad de que los tres periodos de muestreo sean diferentes. Como ya se ha comentado, el periodo básico del SCBR, responsable de la adquisición de muestras, de la generación de acciones de control y de la aplicación de las mismas, siempre será el menor de los tres periodos de muestreo puesto que es el único que no presenta limitaciones impuestas por el enlace compartido. El caso particular cuyo modelo se indica a continuación es aquél en el que el mayor de los tres periodos de muestreo es el asociado al enlace LR (esto es,  $T_{LR}$ ). Esto supone que la prioridad de las solicitudes de acceso al medio de comunicación compartido por parte del sensor remoto es menor que las correspondientes al controlador remoto. Sin embargo, estas últimas aun presentan una cota superior del retraso de acceso que excede al periodo de muestreo básico del SCBR.

Partiendo de una señal de salida del controlador remoto, discreta a periodo  $T$ , es transmitida a través del enlace compartido, lo cual supone un retraso efectivo de un periodo de muestreo  $T_{RL}$ . Para ello será necesaria una reducción de frecuencia para adaptarla a las limitaciones del enlace RL, lo cual se conseguirá con un operador *skip* con multiplicidad  $N_{RL}$ . Al llegar al actuador la señal discreta es expandida para adecuarla al periodo de muestreo de éste y aplicada de forma regular a la planta continua. La señal de salida de la planta, muestreada a periodo  $T$ , no puede ser transmitida a través del enlace compartido debido a las limitaciones de éste. Será necesaria otra pareja de operadores *skip* y *expand*, esta vez con multiplicidad  $N_{LR}$ . La transmisión por el enlace LR supone un retraso de un periodo de muestreo  $T_{LR}$ . El retraso total del bucle de realimentación será  $T_{RL}+T_{LR}=(N_{RL}+N_{LR})T$ . Con todo esto, la expresión que relaciona la entrada y la salida del controlador remoto a periodo  $T$  es la siguiente:

$$Y(z) = Exd \left\{ Skp \left\{ Exd \left\{ Skp \{ U(z) \}_{N_{RL}} \cdot z_{RL}^{-1} \right\}_{N_{RL}} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}}$$

Se puede demostrar que el modelo anterior corresponde a un sistema N-periódico, donde la periodicidad es el mínimo común múltiplo de las multiplicidades de ambos enlaces, esto es:  $N=mcm \{ N_{LR}, N_{RL} \}$ .

#### 4.1.7.- Modelo del SCBR-3F-RL

Si el SCBR está configurado de forma que el enlace con mayores limitaciones es el que comunica el controlador remoto con la planta, el modelo es el mismo que en el caso anterior. La única diferencia es que ahora la multiplicidad del enlace RL es mayor que la del enlace LR, lo cual supone que la pérdida de información es más acusada sobre la secuencia de acciones de control que sobre la secuencia de muestras capturadas por el sensor para realimentación remota. La expresión del modelo periódico es la misma que la del caso anterior. La periodicidad del modelo, N, sigue siendo el mínimo común múltiplo de las multiplicidades de los dos enlaces.

El modelo del SCBR con tres frecuencias se puede considerar como el caso general, del cual todos los anteriores son casos particulares. Los SCBR de dos frecuencias aparecen sin más que hacer que una de las dos multiplicidades ( $N_{LR}$  o  $N_{RL}$ ) sea igual a uno o que las dos sean iguales distintas de uno. El caso monofrecuencia se da cuando las dos multiplicidades son iguales y unitarias.

## 4.2.- Modelo LTI del SCBR

En el apartado anterior se ha desarrollado el modelo del SCBR en el caso más general, en el que pueden aparecer hasta tres frecuencias en las distintas señales discretas presentes en el mismo. El modelo corresponde a un sistema N-periódico donde la periodicidad N es igual al mínimo común múltiplo de la relación de multiplicidad asociada a los dos enlaces de la comunicación del SCBR. A diferencia de un sistema invariante con el tiempo, un sistema periódico no se puede expresar en términos de una función de transferencia dado que la operación del sistema sobre cada una de las muestras de la secuencia de entrada es variable con el lugar que ocupa dentro de dicha secuencia. Esta variabilidad se repite de forma periódica en cada grupo de N muestras. En la figura 4.3 se muestra el que quizá sea el ejemplo más sencillo de este tipo de sistemas. Se trata, simplemente, de un operador *skip* de multiplicidad 2 seguido de un operador *expand* con la misma multiplicidad, sin ningún tipo de operación adicional. Como puede apreciarse en la figura, las muestras pares de la secuencia de entrada son

transmitidas a la secuencia de salida sin ninguna modificación, mientras que las muestras impares son eliminadas. El efecto es como si las muestras pares pasaran a través de una función de transferencia unitaria y las impares lo hicieran por una nula.

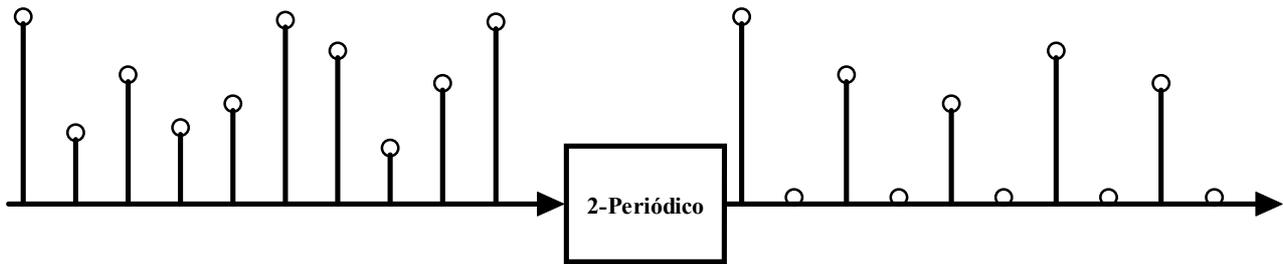


Figura 4.3.- Ejemplo 1 de sistema 2-periódico.

En la figura 4.4 se muestra otro ejemplo de sistema 2-periódico en el que las muestras pares no son modificadas y las impares son invertidas. De esta forma la función de transferencia que relaciona las muestras pares de la secuencia de entrada con las muestras pares de la secuencia de salida es unitaria. La función de transferencia que relaciona entradas impares con salidas impares es igual a  $-1$ . En este ejemplo, la secuencia de entradas pares no influye de ninguna forma en la secuencia de salidas impares ni tampoco lo hacen las entradas impares en las salidas pares. Sin embargo, esto no tiene porque ser siempre así.

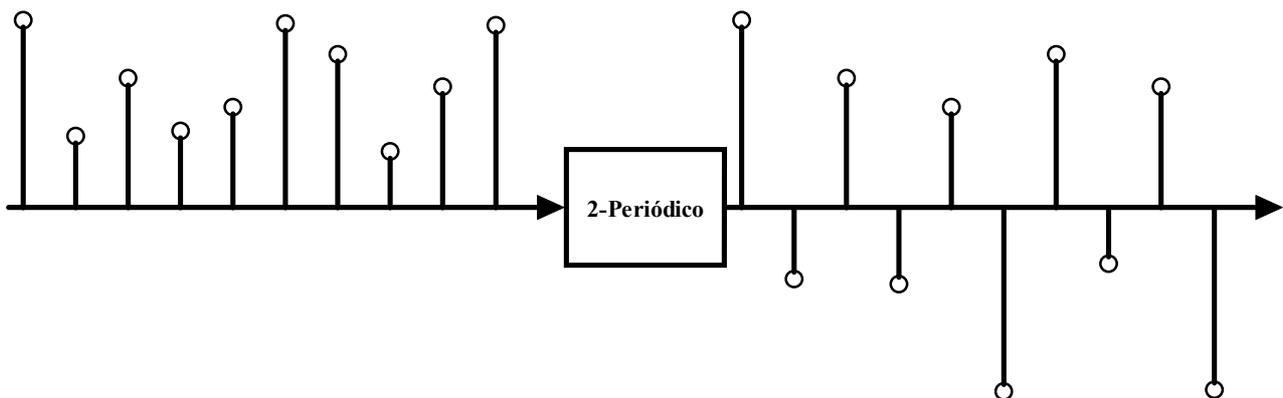


Figura 4.4.- Ejemplo 2 de sistema 2-periódico.

Un ejemplo sencillo de sistema 2-periódico en el que hay influencia de todas las entradas (pares e impares) en todas las salidas (pares e impares) es el que se muestra en la figura 4.5. En éste la secuencia de salidas pares se obtiene mediante la suma de las entradas pares e impares y la secuencia de salidas impares se obtiene a partir de la diferencia. En este caso las relaciones vienen dadas por sistemas estáticos pero también podría expresarse en términos de sistemas dinámicos, esto es, mediante funciones de transferencia. En el caso más general, un sistema de periodicidad  $N$  estará totalmente definido por un conjunto de  $N \times N$  funciones de transferencia potencialmente diferentes, constituyendo una matriz de sistemas LTI. La función de transferencia  $(i,j)$  establece la relación entre las muestras que ocupan la posición  $j$  dentro de cada grupo de  $N$  muestras consecutivas de la secuencia de entrada y las muestras que ocupan la posición  $i$  dentro de cada grupo de  $N$  muestras consecutivas de la secuencia de salida. Esta es la idea fundamental en la que se basa el operador de *lifting* que se describe en el subapartado siguiente. Este operador se va a utilizar para convertir el modelo periódico del SCBR

general en un sistema LTI multivariable, que modele el comportamiento dinámico del bucle de realimentación, incluyendo las irregularidades propias del SCBR. Este modelo LTI multivariable será utilizado en el diseño del controlador remoto, utilizando técnicas convencionales de diseño de controladores para sistemas multivariables.

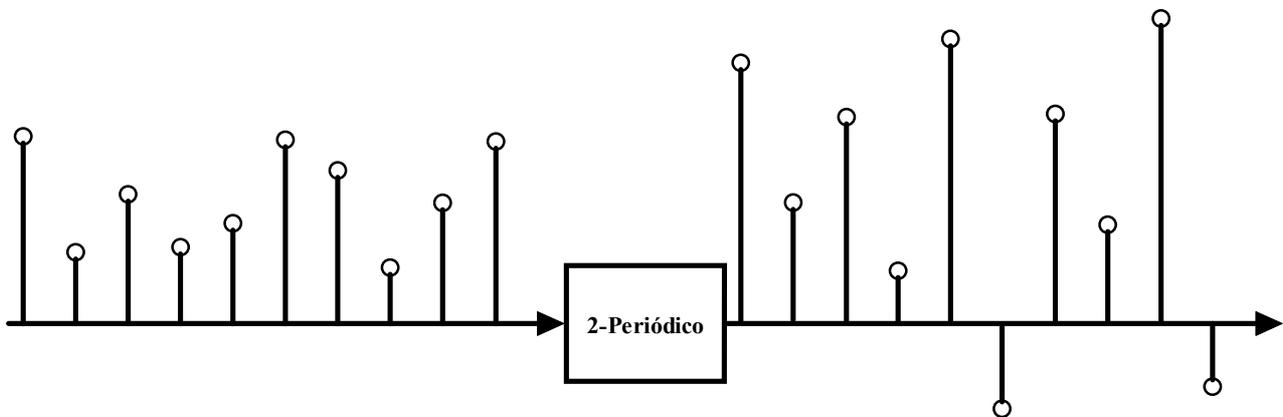


Figura 4.5.- Ejemplo 3 de sistema 2-periódico.

Se ha optado por utilizar el operador de *lifting* por resultar adecuado al modelado del comportamiento periódico del SCBR, basado en los operadores *skip* y *expand*, desarrollado en el apartado anterior. Sin embargo, el modelado mediante este operador es equivalente al que se presenta en [Alb90] y [Alb91], con el nombre *Block Multirate Input Output* para la representación de sistemas multifrecuencia. Este modelado proporciona un método directo para representar sistemas periódicos, que se puede demostrar que es equivalente al que resulta de la aplicación del operador de *lifting*. Esta forma de modelar un sistema multifrecuencia con relaciones de multiplicidad enteras, aprovechando su comportamiento periódico, ha sido empleada en el diseño de metodologías de diseño de controladores apropiadas para sistemas periódicos, de la misma forma que en el capítulo siguiente se desarrollan estructuras de control adaptadas al SCBR. Además el modelo propuesto en estos trabajos ha sido empleado para el análisis de las propiedades del sistema y, con posterioridad, en el desarrollo de estrategias de control adaptativas (como se describe en [Alb99c]). Estas posibilidades no serán consideradas en este trabajo y se proponen como líneas futuras de investigación en el capítulo de conclusiones.

#### 4.2.1.- El operador de *lifting*

Cualquier sistema lineal  $N$ -periódico, de una entrada y una salida, puede ser convertido en un sistema lineal e invariante con el tiempo, de  $N$  entradas y  $N$  salidas. Para ello se emplea el operador de *lifting* (en [Kha85], [Fra88] y [Cam99] hay buenas descripciones de este operador y su aplicación a los sistemas periódicos) que realiza una separación de las relaciones dinámicas entre cada uno de las muestras de entrada y salida que integran el ciclo de longitud  $N$ . Un sistema  $N$ -periódico es un sistema discreto que se caracteriza porque la función matemática que se aplica sobre la muestra que ocupa una posición cualquiera  $k$ , dentro de la secuencia de valores de entrada es la misma que la que se aplica sobre la muestra que ocupa la posición  $k+N$ . De la misma forma, las operaciones aplicadas para generar cualquier muestra  $k$  de la secuencia de salida son las mismas que para generar la salida  $k+N$ . La relación entre las muestras que ocupan la posición  $j$  dentro de cada ciclo de  $N$  muestras de la secuencia de entrada y las muestras que ocupan la posición  $i$  dentro de cada ciclo de  $N$  muestras de la secuencia de salida es invariante con el tiempo. Si el sistema  $N$ -periódico es además lineal, la relación corresponde a un sistema LTI que puede expresarse en términos de una ecuación en diferencias y, por lo tanto, mediante una función de transferencia discreta.

Sea  $U(z)$  la transformada Z de la secuencia de valores de entrada a un cierto operador N-periódico. Se denotará como  $U_j(z_N)$  a la transformada Z de la secuencia de valores que ocupan la posición  $j$  en cada ciclo de N muestras consecutivas de  $U(z)$ , esto es, las muestras de las posiciones  $j, j+N, j+2N, j+3N, \dots$ , que se nombrará como subsecuencia de entrada  $j$ . La variable  $z_N$  se ha empleado para indicar con claridad que se trata de una secuencia de valores cuyo periodo de muestreo asociado es N veces mayor que el propio de la secuencia original,  $U(z)$ . De la misma forma, si  $Y(z)$  es la transformada Z de la secuencia de muestras de la señal de salida,  $Y_i(z_N)$  representará a la subsecuencia de las salidas que ocupan la posición  $i$  dentro de cada ciclo de N muestras de  $Y(z)$ , esto es la subsecuencia de salida  $i$ .

Mediante la expresión  $G[j]$  se representará el operador N-periódico, dado que no puede representarse mediante una función de transferencia por no ser un operador invariante con el tiempo. La entrada de este operador debe ser una señal discreta de periodo regular y la salida que genera es una señal discreta del mismo periodo. La secuencia de valores de salida se obtiene aplicando el operador N-periódico a la secuencia de valores de entrada. Esta operación se denotará:  $Y(z)=G[U(z)]$ .

La relación dinámica entre cada subsecuencia de entrada y cada subsecuencia de salida es invariante con el tiempo, precisamente debido a la periodicidad del operador. Dicha relación puede expresarse, por lo tanto, mediante una función de transferencia discreta. Se empleará la notación  $G_{ij}(z_N)$  para la función de transferencia que relaciona la subsecuencia de entrada  $j$  con la subsecuencia de salida  $i$ . Nótese que la función de transferencia corresponde a un sistema discreto cuyo periodo de muestreo asociado es N veces mayor que el periodo de muestreo de la secuencias de entrada y salida. La colección de funciones de transferencia que establecen las relaciones dinámicas entre las subsecuencias de entradas y salidas se puede expresar en forma matricial, donde cada columna corresponderá a una subsecuencia de entrada y cada fila a una subsecuencia de salida. Por ejemplo, para el caso de un operador 2-periódico la matriz de funciones de transferencia tomará la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{Y_1(z_2)}{U_1(z_2)} & \frac{Y_1(z_2)}{U_2(z_2)} \\ \frac{Y_2(z_2)}{U_1(z_2)} & \frac{Y_2(z_2)}{U_2(z_2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(z_2) & G_{12}(z_2) \\ G_{21}(z_2) & G_{22}(z_2) \end{bmatrix}$$

Básicamente, el operador de *lifting* convierte un sistema N-periódico en una matriz de funciones de transferencia, cada una de las cuales corresponde a la relación dinámica (invariante con el tiempo) entre cada par de subsecuencias de entrada y salida. Utilizando los operadores *skip* y *expand* el resultado de aplicar el operador de *lifting* al caso particular de un sistema 2-periódico resulta en la siguiente matriz 2x2:

$$\begin{bmatrix} \frac{Y_1(z_2)}{U_1(z_2)} & \frac{Y_1(z_2)}{U_2(z_2)} \\ \frac{Y_2(z_2)}{U_1(z_2)} & \frac{Y_2(z_2)}{U_2(z_2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\text{Skp}\{G[\text{Exp}\{U_1(z_2)\}_2]\}_2}{U_1(z_2)} & \frac{\text{Skp}\{G[z^{-1} \cdot \text{Exp}\{U_2(z_2)\}_2]\}_2}{U_2(z_2)} \\ \frac{\text{Skp}\{z \cdot G[\text{Exp}\{U_1(z_2)\}_2]\}_2}{U_1(z_2)} & \frac{\text{Skp}\{z \cdot G[z^{-1} \cdot \text{Exp}\{U_2(z_2)\}_2]\}_2}{U_2(z_2)} \end{bmatrix}$$

Cada uno de los elementos de la matriz de funciones de transferencia es el resultado de aplicar el operador N-periódico a una subsecuencia de entrada expandida y

retrasada, en función de la posición que ocupan en la secuencia original las muestras que integran dicha subsecuencia. Esto da lugar a una secuencia de salida que es descompuesta en subsecuencias mediante operadores de diezmado y adelantos. La expresión general del operador de *lifting* aplicado a un sistema N-periódico es la siguiente:

$$\left[ \frac{Skp \left\{ z^{i-1} \cdot G \left[ z^{-(j-1)} \cdot Exd \{ U_j(z_N) \} \right] \right\}}{U_j(z_N)} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \frac{Skp \{ G [ Exd \{ U_1(z_N) \} ] \}}{U_1(z_N)} & \dots & \frac{Skp \{ G [ z^{-(N-1)} \cdot Exd \{ U_N(z_N) \} ] \}}{U_N(z_N)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Skp \{ z^{N-1} \cdot G [ Exd \{ U_1(z_N) \} ] \}}{U_1(z_N)} & \dots & \frac{Skp \{ z^{N-1} \cdot G [ z^{-(N-1)} \cdot Exd \{ U_N(z_N) \} ] \}}{U_N(z_N)} \end{bmatrix}_{N \times N}$$

El resultado de aplicar el operador de *lifting* a un sistema N-periódico es un sistema multivariable, lineal e invariante con el tiempo. El sistema LTI multivariable, modelo del sistema N-periódico original, cuenta con N entradas y N salidas que se corresponden, respectivamente, con las subsecuencias en las que se pueden descomponer las secuencias de entrada y salida. Para obtener dichas subsecuencias de entrada y salida se pueden emplear los operadores que se describen en el subapartado siguiente.

#### 4.2.2.- Composición y descomposición de subsecuencias

El modelo del SCBR, obtenido a partir del operador de *lifting*, es un sistema multivariable con N entradas y N salidas, donde N es el mínimo común múltiplo de las multiplicidades asociadas a los enlaces local-remoto y remoto-local. A partir de este modelo se diseñará un regulador para ajustar el comportamiento del sistema a ciertas especificaciones. Este regulador esperará recibir N entradas desde el modelo de la planta y generará N salidas como acciones para el mismo. Sin embargo, en la implementación de la estructura de control no hay N entradas ni N salidas sino una sola entrada y una sola salida. Así pues, será necesario un elemento que descomponga la señal de salida de la planta a periodo T en las N secuencias de entrada del regulador a periodo NT. Del mismo modo, será necesario un elemento que realice la composición de las N secuencias de salida del regulador a periodo NT en una única secuencia de entrada a la planta de periodo T. En la figura 4.6 se muestra una representación de la forma de obtener las distintas subsecuencias a partir de la secuencia completa de muestras de entrada.

Para ello se emplea el operador  $\downarrow N$  que realiza una operación de diezmado (*skip*) y operadores de adelanto ( $z$ ) para seleccionar las diferentes muestras que constituyen un ciclo. Con ellos se obtienen, a partir de una señal discreta a periodo T, una colección de señales discretas con un periodo de muestreo N veces mayor. La expresión matemática de esta operación de descomposición de la secuencia original en subsecuencias es la siguiente:

$$Y_k(z_N) = Skp \{ z^{k-1} \cdot Y(z) \}_N \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, N$$

Para una implementación práctica del operador de descomposición no se puede emplear el operador de adelanto ya que, al ser un operador no causal, no es posible una

implementación del mismo para el funcionamiento en tiempo real. En su lugar se puede implementar la descomposición de la secuencia, utilizando retrasos ( $z^{-1}$ ) en lugar de adelantos ( $z$ ). Para ello se incluye un retraso forzado de un ciclo completo, es decir un periodo de muestreo  $NT$  o, lo que es lo mismo,  $N$  periodos de muestreo  $T$ . La expresión correspondiente es la que se indica a continuación y en la figura 4.7 se representa este operador de descomposición:

$$Y_k(z_N) = z_N^{-1} \cdot Skp \{ z^{k-1} \cdot Y(z) \}_N = Skp \{ z^{k-1-N} \cdot Y(z) \}_N \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, N$$

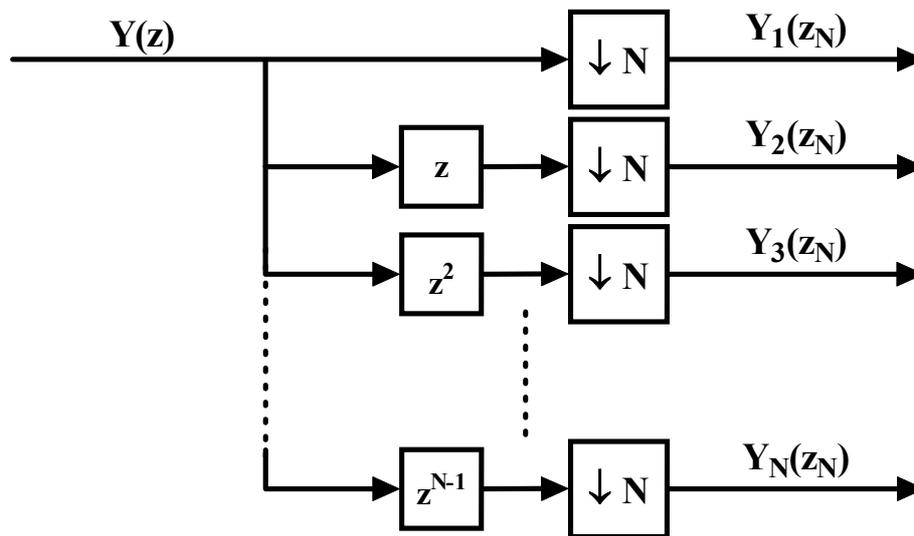


Figura 4.6.- Descomposición de la secuencia en subsecuencias.

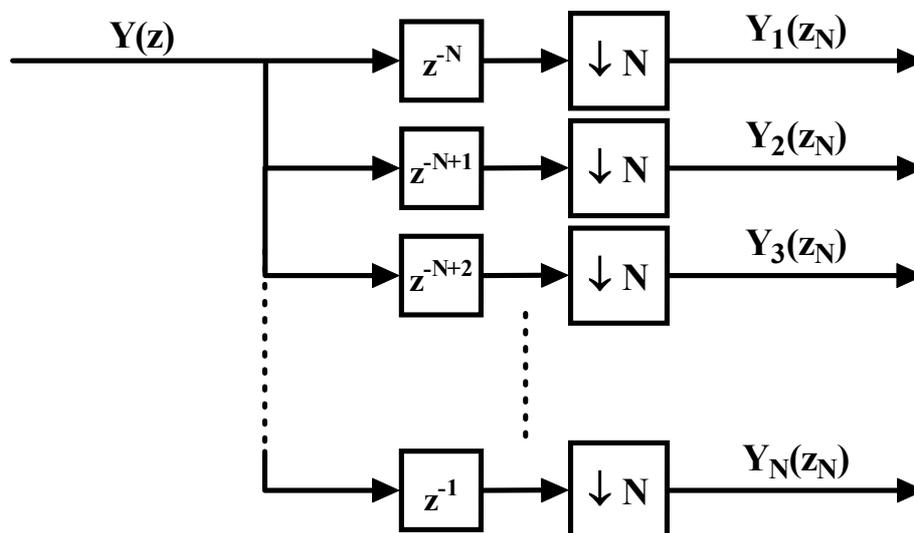


Figura 4.7.- Descomposición práctica de la secuencia en subsecuencias.

Implementar la operación de descomposición mediante la utilización de retrasos implica la inclusión de un retraso de un ciclo completo sobre la señal recibida por el controlador. Esto es necesario ya que en un instante de tiempo  $t=kNT$  (comienzo de un ciclo) sólo estará disponible la muestra de la primera subsecuencia. Habrá que esperar hasta  $t=kNT+T$  para que esté disponible la segunda y hasta  $t=kNT+(N-1)T$  para la última

subsecuencia. Con la intención de que las nuevas muestras de todas las subsecuencias estén disponibles al mismo tiempo, se retrasan todas ellas hasta el comienzo del siguiente ciclo. De esta forma, lo que se obtiene en realidad no es la descomposición de la secuencia de salida de la planta sino de la salida retrasada un tiempo NT. Este retraso adicional debido a la implementación del operador de descomposición deberá ser incluido en el modelo del SCBR para que refleje con exactitud la realidad observada por el controlador remoto.

El controlador remoto tomará las N subsecuencias de entrada (periodo NT) ofrecidas por el operador de descomposición y generará N subsecuencias de salida (periodo NT) para ser aplicadas a la planta. Será necesario un operador que reúna las N señales discretas de salida del controlador multivariable en una única secuencia de periodo T, que será la que efectivamente se aplicará sobre la planta después de ser transmitida a través del enlace compartido. En la figura 4.8 se representa la reconstrucción de la secuencia a partir de la colección de N subsecuencias. En este caso, se empleará el operador *expand* para aumentar la frecuencia de las subsecuencias, rellenándolas con valores nulos, y operadores de retraso para situar las muestras significativas en su lugar adecuado antes de superponerlas mediante un sumador. La expresión matemática de esta operación de composición es la siguiente:

$$U(z) = \sum_{k=1}^N z^{-(k-1)} \cdot \text{Expd} \{U_k(z_N)\}_N$$

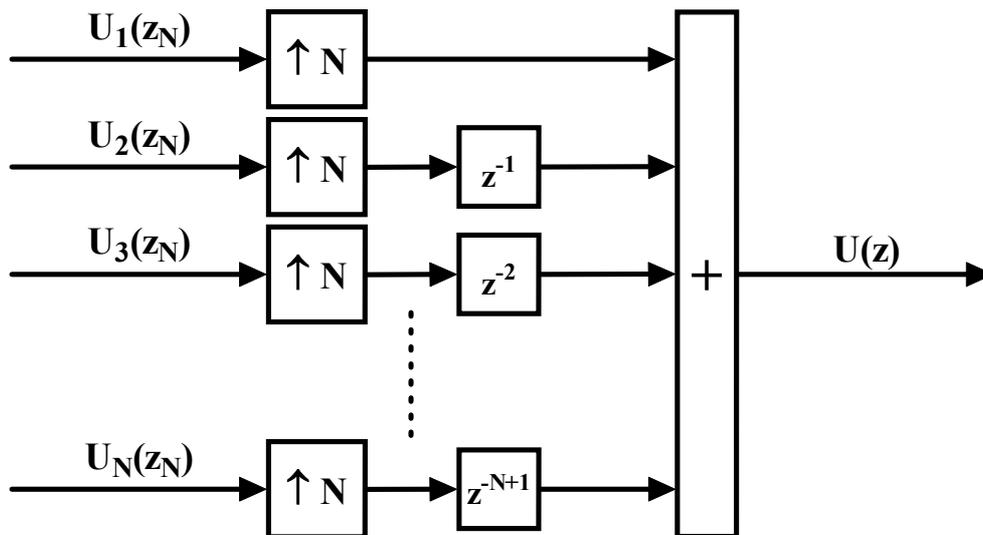


Figura 4.8.- Composición de la secuencia de muestras a partir de las subsecuencias.

#### 4.2.3.- Modelo LTI multivariable del SCBR multifrecuencia

En el apartado 4.1 se presentó el modelo N-periódico del SCBR en el caso más general, en el que están presentes tres periodos de muestreo (el periodo básico, el asociado a la comunicación LR y el asociado a la comunicación RL). La periodicidad de dicho modelo viene determinada por el mínimo común múltiplo de las multiplicidades asociadas a la reducción de frecuencia en ambos enlaces:  $N = mcm \{N_{LR}, N_{RL}\}$ .

Dicho modelo N-periódico puede convertirse en un modelo LTI multivariable por aplicación del operador de *lifting*. Este modelo contará con N entradas y N salidas correspondientes a las subsecuencias en las que se pueden dividir las secuencias de entradas y salidas del modelo original. El modelo LTI multivariable puede expresarse

como un matriz de  $N \times N$  funciones de transferencia discretas de periodo de muestreo  $NT$ , donde  $T$  es el periodo básico del SCBR. Cada una de las funciones de transferencia establece la relación dinámica entre una entrada y una salida del modelo, esto es, entre una subsecuencia de entrada y una de salida del sistema real. Para el caso  $N_{LR}=3$  y  $N_{RL}=2$  (que es un caso particular del SCBR-3F-LR) la expresión del modelo LTI equivalente es la siguiente:

$$\left[ \frac{Skp \left\{ z^{i-1} \cdot Exd \left\{ Skp \left\{ Exd \left\{ Skp \left\{ z^{-(j-1)} \cdot Exd \left\{ U_j(z_6) \right\}_6 \right\}_2 \cdot z_2^{-1} \right\}_2 \cdot G_P(z) \right\}_3 \cdot z_3^{-1} \right\}_3 \right\}_6}{U_j(z_6)} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,6 \\ j=1,2,\dots,6}}$$

Aplicando propiedades de los operadores *skip* y *expand* se demuestra que, debido a las operaciones de diezmado y expansión en los emisores y receptores de la información, todas las funciones de transferencia de las filas 2, 3, 5 y 6 son nulas, al igual que las situadas en las columnas 2, 4 y 6. Teniendo en cuenta este hecho y simplificando las expresiones correspondientes a las funciones de transferencia no nulas, el modelo LTI multivariable del SCBR-3F(3,2) será el siguiente:

$$\begin{bmatrix} Skp \{ z^{-5} \cdot G_P(z) \}_6 & 0 & Skp \{ z^{-7} \cdot G_P(z) \}_6 & 0 & Skp \{ z^{-9} \cdot G_P(z) \}_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Skp \{ z^{-2} \cdot G_P(z) \}_6 & 0 & Skp \{ z^{-4} \cdot G_P(z) \}_6 & 0 & Skp \{ z^{-6} \cdot G_P(z) \}_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Los elementos nulos de la matriz de transferencia se derivan del hecho de que, como se ha comentado en el subapartado anterior, la secuencia de entrada al modelo sufre un diezmado por dos, con lo que una de cada dos muestras de entrada son eliminadas y, por lo tanto, las funciones de transferencia en las que intervienen estas muestras eliminadas (columnas) son nulas. De la misma forma, en la salida del modelo hay una operación de diezmado por tres con lo que sólo una de cada tres muestras es significativa y las funciones de transferencia relacionadas con estas subsecuencias (filas) eliminadas también son nulas.

Como se puede observar, para obtener el modelo anterior tan sólo es necesario conocer la función de transferencia equivalente discreta de la planta a periodo básico,  $G_P(z)$ , y las relaciones de multiplicidad asociadas a los enlaces LR y RL. Extendiendo el modelo planteado a modo de ejemplo para el caso (3,2), al caso general  $(N_{LR}, N_{RL})$  se llega a la siguiente expresión:

$$\left[ \frac{Skp \left\{ z^{i-1} \cdot Exd \left\{ Skp \left\{ Exd \left\{ Skp \left\{ z^{-(j-1)} \cdot Exd \left\{ U_j(z_N) \right\}_N \right\}_{N_{RL}} \cdot z_2^{-1} \right\}_{N_{RL}} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_3^{-1} \right\}_{N_{LR}} \right\}_N}{U_j(z_N)} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

Desarrollando la expresión anterior se obtiene una matriz de  $N \times N$  funciones de transferencia, de las cuales son nulas todas excepto las situadas en las posiciones  $(i,j)$  donde  $i=(k-1)N_{LR}+1$  y  $j=(k-1)N_{RL}+1$ , para  $k=1,2,\dots,N$ . Esto supone que la matriz del modelo presenta  $N-N_{RL}$  filas nulas y  $N-N_{LR}$  columnas nulas. Los elementos no nulos de la matriz vienen dados por la siguiente expresión general:

$$Skip \left\{ z^{-(N_{LR}+N_{RL}+j-i)} \cdot G_P(z) \right\}_N$$

El modelo general descrito hasta el momento, se puede descomponer en los tres elementos que integran el lazo de realimentación del SCBR (enlace RL, planta y enlace LR). La conexión en serie de estos tres elementos da lugar al modelo general.

Tal y como se ha descrito, el enlace RL se encarga eliminar  $N_{RL}-1$  de cada grupo de  $N_{RL}$  muestras consecutivas, debido a las limitaciones de ancho de banda en la comunicación, y de retrasar un periodo de muestreo completo las muestras no eliminadas. El modelo del enlace RL se puede expresar como una matriz de funciones de transferencia discretas, de dimensión  $N \times N$ , cada uno de cuyos elementos  $(i,j)$  vienen dados por la siguiente expresión general:

$$M_{RL} = \left[ k \cdot z_N^{-1} \right]_{\substack{i=1,2,3,\dots,N \\ j=1,2,3,\dots,N}} \quad \text{donde } k = \begin{cases} 1 & \text{para } i = j = 1, N_{RL} + 1, 2 \cdot N_{RL} + 1, \dots, N \\ 0 & \text{resto de elementos} \end{cases}$$

Las filas y columnas nulas del modelo del enlace modelan la pérdida de acciones de control, debido a las limitaciones en el ancho de banda. Según el modelo, las acciones que son efectivamente transmitidas sufren un retraso de un periodo de muestreo  $NT$ , esto es, de un ciclo completo ya que, al emplear funciones de transferencia a periodo  $NT$  no se puede imponer un retraso menor. En la práctica el retraso real es de  $N_{RL}T$ , ya que es este el periodo de muestreo asociado a la comunicación RL. El exceso de retraso incluido en el modelo  $M_{RL}$  deberá ser compensado en el modelo de la planta.

De la misma forma que el enlace RL, el modelo del enlace LR será una matriz de transferencia  $N \times N$ , cuyos elementos son funciones de transferencia de periodo  $NT$  que vienen dadas por la siguiente expresión general:

$$M_{LR} = \left[ k \cdot z_N^{-1} \right]_{\substack{i=1,2,3,\dots,N \\ j=1,2,3,\dots,N}} \quad \text{donde } k = \begin{cases} 1 & \text{para } i = j = 1, N_{LR} + 1, 2 \cdot N_{LR} + 1, \dots, N \\ 0 & \text{resto de elementos} \end{cases}$$

De esta forma se modela la pérdida de muestras asociada al enlace LR. Los elementos no nulos del modelo  $M_{LR}$  imponen un retraso de un ciclo completo  $NT$  sobre las muestras transmitidas cuando en realidad el retraso es de  $N_{LR}T$ . El posible exceso de retraso será compensado en el modelo de la planta.

El modelo multivariable de la planta se puede obtener sin más que establecer la relación entre cada una de las subsecuencias de entrada y salida, con ayuda del operador *skip*. De esta forma se descompone una función de transferencia de periodo  $T$  en una matriz de  $N \times N$  funciones de transferencia de periodo  $NT$ , cada una de las cuales corresponde a la relación dinámica entre una subsecuencia de entrada y una de salida. La matriz de transferencia correspondiente a este modelo multivariable de la planta controlada es la que se indica a continuación:

$$M_G = \left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i)} \cdot z^{(2N-(N_{RL}+N_{LR}))} \cdot G_P(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

En la expresión anterior se ha modificado la función de transferencia de la planta original con un adelanto de  $2N-(N_{RL}+N_{LR})$  periodos de muestreo básicos. Este adelanto compensará el exceso de retraso impuesto en los modelos de los enlaces para conseguir una completa equivalencia entre este modelo del SCBR en tres partes y el modelo único planteado con anterioridad. Nótese que este adelanto sólo es necesario en el caso más general del SCBR-3F, ya que si el periodo de muestreo asociado a ambos enlaces es el mismo no hay exceso de retraso en los modelos de los enlaces. El interés de plantear este modelo separado en tres partes reside en el hecho de que, mientras que el enlace RL y la planta son elementos que están presentes en la cadena directa del bucle, el enlace LR pertenece a la cadena de realimentación.

Como se muestra en la figura 4.9, el modelo LTI multivariable con N entradas y N salidas desarrollado es equivalente, desde el punto de vista dinámico, a la conexión en serie de un operador de composición para la reunión de las N subsecuencias en una sola secuencia, el operador N-periódico correspondiente al SCBR y un operador de descomposición para la obtención de las N subsecuencias a partir de la secuencia de salida. Lógicamente, como los operadores de composición y descomposición no están presentes en el bucle de realimentación deberán ser implementados como parte de la estructura de control en la parte remota del SCBR.

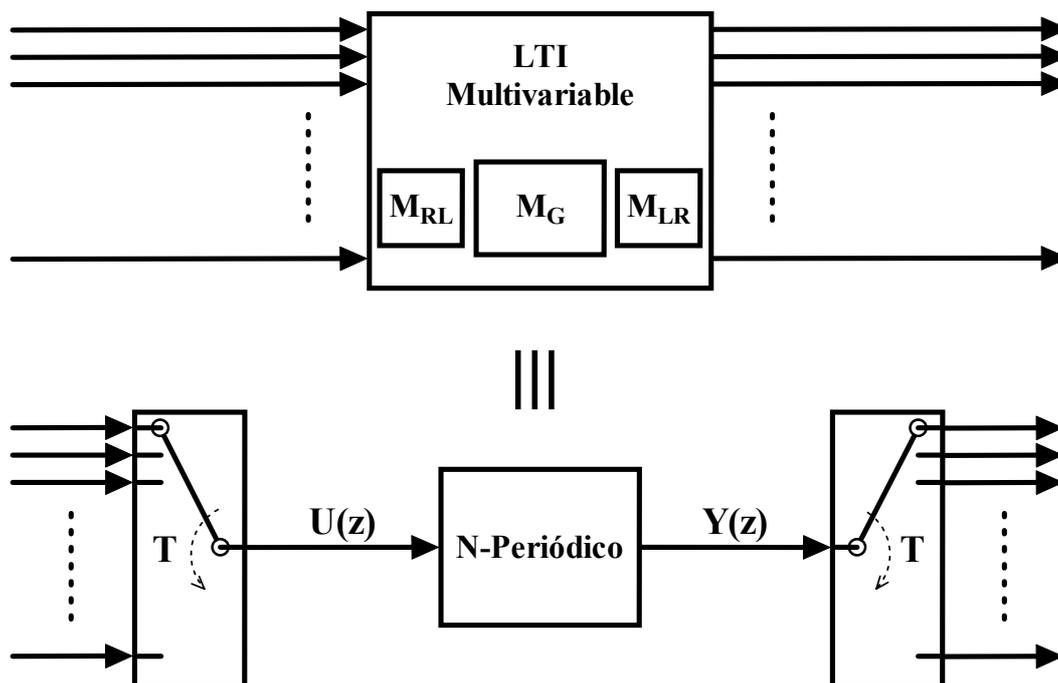


Figura 4.9.- Equivalencia entre el operador N-periódico y el LTI multivariable.

En dicha implementación el operador de descomposición situado en el extremo receptor del enlace LR supone un retraso de un ciclo completo ( $N$  periodos de muestreo básicos) sobre la señal realimentada. Esto es debido a que hay que esperar hasta la llegada de la última muestra de cada ciclo para tener disponible el conjunto de  $N$  señales de salida del modelo, que serán las  $N$  entradas del control. Para una correcta equivalencia, este retraso forzado por el operador de descomposición deberá ser incluido en el modelo LTI multivariable, modificando las funciones de transferencia no nulas del

modelo multivariable. En la práctica, sólo será necesario esperar a la última muestra significativa de cada ciclo, dado que las últimas muestras son nulas. Una implementación más eficiente del operador de descomposición impone un retraso de  $N - N_{LR}$  periodos de muestreo básicos. Teniendo en cuenta este retraso adicional impuesto por el operador de descomposición la expresión general de las funciones de transferencia no nulas del modelo será la siguiente:

$$Skip \left\{ z^{-(N-N_{LR})} \cdot z^{-(N_{LR}+N_{RL}+j-i)} \cdot G_P(z) \right\}_N = Skip \left\{ z^{-(N+N_{RL}+j-i)} \cdot G_P(z) \right\}_N = z_N^{-1} \cdot Skip \left\{ z^{-(N_{RL}+j-i)} \cdot G_P(z) \right\}_N$$

En los casos del SCBR en los que  $N=N_{LR}$ , que incluyen al SCBR-1F, SCBR-2F-LR y SCBR-2F-LL, el operador de descomposición no impone retraso alguno. Esto es debido a que la llegada de cada muestra a través del enlace LR supone el inicio de un nuevo ciclo y el resto de muestras del mismo son nulas con lo que la espera no es necesaria ni, por lo tanto, la modificación previamente descrita.

#### 4.2.4.- Modelo LTI del SCBR con réplica de información

Con el planteamiento realizado hasta el momento, la conversión de frecuencia para adaptar las señales transmitidas al ancho de banda del medio de comunicación compartido se ha modelado mediante los operadores *skip* y *expand*. El operador *skip* se ha empleado para representar matemáticamente la reducción de frecuencia aplicada en el emisor del enlace y es la forma más natural de hacerlo. Si no pueden transmitirse todas las muestras o acciones, parte de ellas deberán ser eliminadas.

Sin embargo, el aumento de frecuencia aplicado en el receptor por medio del operador *expand*, si bien es la forma más sencilla no es la más práctica. En lugar de sustituir las muestras o acciones no transmitidas por ceros, que es lo que hace el operador *expand*, también pueden ser reemplazadas por el último valor transmitido. La diferencia es que el receptor deberá disponer de memoria para recordar el último valor transmitido. Es una forma más eficiente (y más habitual en la práctica) de reconstruir la información perdida en la comunicación que la simple sustitución por valores nulos.

El operador que realiza la conversión de frecuencia mediante la réplica de muestras es el operador *repeat*, para el cual se empleará la notación, que se indica a continuación. Al igual que en el caso del operador *expand*, la entrada es una señal discreta de periodo de muestreo  $NT$  y la salida en una señal discreta de periodo  $T$ , con lo cual resulta evidente que realiza un incremento de frecuencia.

$$Y(z) = Rpt \{U(z_N)\}_N$$

Existe una relación directa entre los operadores *repeat* y *expand*. El operador *repeat* es el resultado de una operación de expansión para incrementar la frecuencia seguida de una operación de retención para replicar  $N-1$  veces la primera de cada grupo de  $N$  muestras:

$$Y(z) = Rpt \{U(z_N)\}_N = \left( \frac{z^N - 1}{z^N - z^{N-1}} \right) Exd \{U(z_N)\}_N$$

Al modelar el bucle de un SCBR-3F que emplee operadores de réplica en lugar de expansión en el extremo receptor de ambos enlaces, el modelo  $N$ -periódico resultante es el siguiente:

$$\begin{aligned}
 Y(z) &= Rpt \left\{ Skp \left\{ Rpt \left\{ Skp \{ U(z) \}_{N_{RL}} \cdot z_{RL}^{-1} \right\}_{N_{RL}} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}} = \\
 &= \left( \frac{z^{N_{LR}} - 1}{z^{N_{LR}} - z^{N_{LR}-1}} \right) Exd \left\{ Skp \left\{ \left( \frac{z^{N_{RL}} - 1}{z^{N_{RL}} - z^{N_{RL}-1}} \right) Exd \left\{ Skp \{ U(z) \}_{N_{RL}} \cdot z_{RL}^{-1} \right\}_{N_{RL}} \cdot G_P(z) \right\}_{N_{LR}} \cdot z_{LR}^{-1} \right\}_{N_{LR}}
 \end{aligned}$$

Aplicando el operador de *lifting* a la expresión anterior se puede llegar al modelo LTI multivariable del SCBR con operadores *repeat*. No hay más que aplicar las propiedades de los operadores *skip* y *expand* de la misma forma que se hizo en el subapartado anterior. Sin embargo, resulta sencillo caer en la cuenta que el modelo se puede obtener a partir del modelo general del subapartado anterior sin más que aplicar dos modificaciones sencillas:

- Para incluir la operación de réplica en el receptor del enlace RL, en lugar de utilizar el modelo discreto de la planta,  $G_P(z)$ , se empleará un modelo modificado. Este modelo será la conexión en serie del operador de retención y la función de transferencia original.

$$\tilde{G}_P(z) = \left( \frac{z^{N_{RL}} - 1}{z^{N_{RL}} - z^{N_{RL}-1}} \right) G_P(z)$$

- Para incluir la operación de réplica en el receptor del enlace RL, hay que tener en cuenta que las filas nulas del modelo original corresponden a las muestras nulas introducidas por el operador *expand*. En el modelo modificado, no habrá filas nulas sino que serán sustituidas por copias de las filas con valores significativos, ya que ahora todas las muestras de una subsecuencia de salida son iguales.

Teniendo en cuenta las dos consideraciones anteriores el modelo LTI multivariable de SCBR-3F, empleando operaciones de réplica en los receptores será una matriz de funciones de transferencia con  $N \times N$  elementos, en la cual las columnas  $j=(k-1) \cdot N_{RL} + 1$ , para  $k=1,2,\dots,N$  son nulas y no hay filas nulas. Las columnas no nulas están formadas por grupos de  $N_{RL}$  funciones de transferencia consecutivas iguales, que vienen dados por las expresiones indicadas en el subapartado anterior, empleando en lugar de la función de transferencia de la planta, la que está modificada con el operador de retención.

A simple vista, comparado con el modelo del SCBR que emplea operadores de expansión, este modelo parece ser más completo puesto que genera  $N$  salidas no nulas donde el anterior sólo generaba  $N/N_{LR}$ . Sin embargo, la información es la misma ya que las nuevas salidas no son más que réplicas de las anteriores.

De la misma forma que en el subapartado anterior, el modelo del SCBR con operadores *repeat* se puede descomponer en tres elementos que modelan, respectivamente, el enlace RL, el proceso controlado y el enlace LR. El modelo de la planta será el mismo que en el caso anterior, ya que la única diferencia radica en el receptor de los enlaces:

$$M_G = \left[ Skp \left\{ z^{-(j-i)} \cdot z^{(2N - (N_{RL} + N_{LR}))} \cdot G_P(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

El modelo del enlace RL se obtiene replicando las filas no nulas correspondientes a la primera de cada grupo de  $N_{RL}$  acciones consecutivas, ya que en este caso, el receptor no sustituye las acciones no transmitidas por cero sino por el último valor significativo recibido. De la misma forma se construye el modelo del enlace LR con operadores *repeat* en el receptor del mismo.

$$M_{RL} = \left[ k \cdot z_N^{-1} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} \quad \text{donde } k = \begin{cases} 1 & \text{para } j = 1, N_{RL} + 1, 2 \cdot N_{RL} + 1, \dots, N \\ & i = j, j + 1, \dots, j + N_{RL} - 1 \\ 0 & \text{resto de elementos} \end{cases}$$

$$M_{LR} = \left[ k \cdot z_N^{-1} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} \quad \text{donde } k = \begin{cases} 1 & \text{para } j = 1, N_{LR} + 1, 2 \cdot N_{LR} + 1, \dots, N \\ & i = j, j + 1, \dots, j + N_{LR} - 1 \\ 0 & \text{resto de elementos} \end{cases}$$

En cuanto al retraso introducido por el operador de descomposición, al igual que en el caso anterior, resulta ser de  $N - N_{LR}$  periodos de muestreo básicos. Si el receptor del enlace LR realiza una operación de expansión sólo es necesario esperar a que llegue la última muestra significativa de cada ciclo de  $N$  muestras ya que el resto van a ser nulas. Si se emplea la operación de réplica tampoco es necesario esperar a las  $N_{LR}$  últimas muestras ya que, una vez ha llegado la última muestra significativa, son conocidas puesto que van a tomar el mismo valor. Este retraso adicional impuesto por el operador de descomposición deberá ser incluido en el modelo modificando la expresión general de las funciones de transferencia no nulas de la matriz de transferencia. Nuevamente, en los casos del SCBR en los que se cumpla que  $N = N_{LR}$  el operador de descomposición no introduce retraso alguno.

#### 4.2.5.- Modelo LTI multivariable del SCBR con reconstrucción ideal

De la misma forma que se ha modificado el modelo inicial para considerar la posibilidad de realizar el incremento de frecuencia en la recepción de los enlaces LR y RL mediante operadores *repeat*, se puede generalizar la modificación al caso ideal. En éste la reconstrucción de la información pérdida en el enlace es perfecta. Se supone en el receptor, la presencia de un interpolador ideal que genera las muestras o acciones de control que no llegaron a ser transmitidas debido a las limitaciones en el ancho de banda del medio de comunicación compartido.

La presencia supuesta de estos reconstructores ideales garantiza que no hay pérdida de información con lo que el modelo será totalmente equivalente a la función de transferencia discreta de la planta. El modelo se plantea, a efectos puramente teóricos, como una forma de descomponer una función de transferencia discreta a periodo  $T$  en una matriz  $N \times N$  funciones de transferencia discretas a periodo  $NT$ . Cada una de éstas establece la relación entre una subsecuencia de entrada y una subsecuencia de salida. Aplicando propiedades de los operadores *skip* y *expand*, empleados para la obtención de subsecuencias, se llega a la expresión general de las funciones de transferencia que integran la matriz de transferencia del modelo LTI multivariable, equivalente del proceso discreto,  $G(z)$ :

$$\left[ \begin{array}{c} Y_i(z_N) \\ U_j(z_N) \end{array} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ \begin{array}{c} Skp \{ z^{i-1} \cdot Y(z) \}_N \\ Skp \{ z^{j-1} \cdot U(z) \}_N \end{array} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ Skp \{ z^{-(j-i)} \cdot G(z) \}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

En la expresión anterior no se ha incluido retraso alguno correspondiente a la comunicación, ya que se está asumiendo la existencia de enlaces ideales, esto es, sin retraso y sin limitaciones en el ancho de banda. Considerando la presencia de  $N_{RL}$  periodos de retraso, correspondientes al enlace de entrada al proceso y otros  $N_{LR}$  periodos de retraso para el enlace de salida, el modelo se modifica de la siguiente forma:

$$\left[ Skp \left\{ z^{-(j-i)} \cdot z^{-N_{RL}} \cdot z^{-N_{LR}} \cdot G(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ Skp \left\{ z^{-(j-i+N_{RL}+N_{LR})} \cdot G(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

De la expresión general anterior se pueden extraer las funciones de transferencia no nulas del modelo general del SCBR. La diferencia es que aquí, al no haber pérdida de acciones ni muestras, la matriz está completa y no aparecen las filas y columnas de ceros propias de los enlaces del SCBR. No se ha considerado el retraso adicional que impondría el operador de descomposición que habría de utilizarse para lograr la equivalencia (tal y como muestra la figura 4.9). En su caso, el modelo debería modificarse con la inclusión de un retraso adicional de un ciclo completo, esto es,  $N$  periodos de muestreo y no de  $N-N_{RL}$  como en el caso anterior. Esto es debido a que ahora sí es necesario esperar a la última muestra del ciclo ya que no se está suponiendo su valor.

### 4.3.- Particularización del modelo LTI multivariable

Los modelos descritos en el apartado anterior se aplican al caso más general del SCBR, esto es, aquél en el que existen limitaciones en el ancho de banda soportado por el enlace compartido en ambos sentidos de la comunicación. En este modelo general se incluyen los casos SCBR-3F-LR y SCBR-3F-RL, descritos en el capítulo anterior, que se diferencian en cual es el más lento de los enlaces. La única consideración a tener en cuenta es que si el enlace lento es el LR ( $N_{LR} > N_{RL}$ ) la reducción de frecuencia es mayor en la salida del modelo y, por lo tanto, el número de filas nulas es mayor que el número de columnas nulas en la matriz de funciones de transferencia. Sin embargo, si el enlace lento es el RL ( $N_{RL} > N_{LR}$ ) la reducción de frecuencia es mayor en la entrada del modelo, debido a lo cual el número de columnas nulas es mayor que el de filas. Comparando el modelo del SCBR-3F(3,2), en el cual el enlace lento es el LR, con el modelo del SCBR-3F(2,3), en el que el lento es el enlace RL, se puede apreciar la diferencia:

$$M_{3,2} \equiv \begin{bmatrix} z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-2} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-4} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-6} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{+1} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-3} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$M_{2,3} \equiv \begin{bmatrix} z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-3} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-6} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-4} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{+1} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-2} \cdot G_p(z) \right\}_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Los modelos anteriores asumen la existencia de operadores *expand* (inserción de muestras nulas) en el extremo receptor de ambos enlaces, como se puede apreciar en la presencia de filas nulas en la matriz de funciones de transferencia. Los mismos ejemplos pero esta vez, considerando operadores *repeat* (réplica de información) para realizar el aumento de frecuencia en recepción quedarán como sigue:

$$\tilde{M}_{3,2} \equiv \begin{bmatrix} z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-2} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-4} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-6} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-2} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-4} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-6} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-2} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-4} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-6} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{+1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-3} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{+1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-3} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{+1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-3} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{M}_{2,3} \equiv \begin{bmatrix} z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-3} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-6} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-3} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-6} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-4} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-4} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{+1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-2} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 \\ z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{+1} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 & z_6^{-1} \cdot Skp \{ z^{-2} \cdot \tilde{G}_P(z) \}_6 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La presencia de los operadores de réplica puede observarse en la presencia de grupos de  $N_{LR}$  filas repetidas y en la utilización del modelo de la planta, modificado con el operador de retención correspondiente al enlace RL, en lugar del equivalente discreto de la planta continua. Estos modelos modificados se obtienen a partir de las siguientes expresiones:

- Para el caso (3,2):  $\tilde{G}_P(z) = \left( \frac{z^3 - 1}{z^3 - z^2} \right) G_P(z)$
- Para el caso (2,3):  $\tilde{G}_P(z) = \left( \frac{z^2 - 1}{z^2 - z} \right) G_P(z) = \left( \frac{z + 1}{z} \right) G_P(z)$

El resto de las posibilidades relacionadas en el apartado anterior (bifrecuencia con enlace LR, RL o ambos enlaces lentos y monofrecuencia), surgen directamente de la expresión general sin más que tomar en cuenta las siguientes condiciones que simplifican el modelo LTI del SCBR:

- SCBR-2F-LR:  $N_{LR}=N$  y  $N_{RL}=1$ . En este caso el enlace lento es el que comunica la planta con el controlador remoto y no hay reducción de frecuencia en el enlace RL. Esto se traduce en el modelo en la ausencia de columnas nulas y la presencia de  $N-1$  filas de funciones de transferencia nulas. En este caso, dado que el modelo sólo tiene una salida no nula, no

será necesario el operador de descomposición. En el primer instante de muestreo de cada ciclo ya se conoce el valor de la única muestra significativa, ya que el resto son nulas y no es necesario esperar a que lleguen. Debido a esto no es necesario añadir el retraso adicional de  $N-N_{LR}$  periodos de muestreo básicos causado por el operador de descomposición, tal y como se indicó en el apartado anterior para el caso general de tres frecuencias.

$$M_{N,1} \equiv \begin{bmatrix} Skp\{z^{-(N+1)} \cdot G_P(z)\}_N & Skp\{z^{-(N+2)} \cdot G_P(z)\}_N & \cdots & Skp\{z^{-2N} \cdot G_P(z)\}_N \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$\tilde{M}_{N,1} \equiv \begin{bmatrix} Skp\{z^{-(N+1)} \cdot G_P(z)\}_N & Skp\{z^{-(N+2)} \cdot G_P(z)\}_N & \cdots & Skp\{z^{-2N} \cdot G_P(z)\}_N \\ Skp\{z^{-(N+1)} \cdot G_P(z)\}_N & Skp\{z^{-(N+2)} \cdot G_P(z)\}_N & \cdots & Skp\{z^{-2N} \cdot G_P(z)\}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Skp\{z^{-(N+1)} \cdot G_P(z)\}_N & Skp\{z^{-(N+2)} \cdot G_P(z)\}_N & \cdots & Skp\{z^{-2N} \cdot G_P(z)\}_N \end{bmatrix}_{N \times N}$$

- SCBR-2F-RL:  $N_{LR}=1$  y  $N_R=N$ . No hay reducción de frecuencia en el enlace LR, lo cual se traduce en el modelo en la ausencia de filas nulas mientras que estarán presentes  $N-1$  columnas nulas. A diferencia del caso anterior aquí sí que será necesario el operador de descomposición y, por lo tanto, hay que incluir en el modelo el retraso de, en este caso,  $N-1$  periodos de muestreo básicos que introducirá en una aplicación práctica dicho operador de descomposición.

$$M_{1,N} \equiv \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot Skp\{z^{-N} \cdot G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ z_N^{-1} \cdot Skp\{z^{-(N-1)} \cdot G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot Skp\{G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$\tilde{M}_{1,N} \equiv \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot Skp\left\{z^{-N} \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) G_P(z)\right\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ z_N^{-1} \cdot Skp\left\{z^{-(N-1)} \cdot \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) G_P(z)\right\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot Skp\left\{\left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) G_P(z)\right\}_N & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

- SCBR-2F-LL:  $N_{LR}=N_{RL}=N$ . El número de filas y columnas nulas es el mismo ( $N-1$ ) ya que la reducción de frecuencia es la misma en ambos enlaces. De esta forma, tan sólo habrá una función de transferencia no nula en el modelo. Como el modelo sólo tiene una salida significativa no es necesario el operador de descomposición ni el retraso adicional. Con esta condición el modelo general se simplifica de la siguiente forma:

$$M_{N,N} \equiv \begin{bmatrix} Skp\{z^{-2N} \cdot G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N} = \begin{bmatrix} z_N^{-2} \cdot Skp\{G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$\tilde{M}_{N,N} \equiv \begin{bmatrix} Skp\left\{z^{-2N} \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) G_P(z)\right\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ Skp\left\{z^{-2N} \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) G_P(z)\right\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Skp\left\{z^{-2N} \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) G_P(z)\right\}_N & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N} = \begin{bmatrix} z_N^{-2} \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) Skp\{G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ z_N^{-2} \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) Skp\{G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-2} \left(\frac{z^N-1}{z^N-z^{N-1}}\right) Skp\{G_P(z)\}_N & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

- SCBR-1F:  $N_{LR}=N_{RL}=N=1$ . Como ya se ha comentado en el apartado anterior, el modelo de este caso no corresponde con un sistema N-periódico sino que directamente es un sistema LTI. Dado que el número de entradas y salidas es  $N = 1$  el modelo general LTI multivariable queda reducido a una función de transferencia discreta a periodo básico del SCBR, que no es más que el equivalente discreto de la planta con los dos retrasos de un periodo de muestreo asociados a la comunicación LR y RL.

$$M_{1,1} \equiv Skp\{z^{-2} \cdot G_P(z)\}_1 = z^{-2} \cdot G_P(z)$$

## 5.- ESTRUCTURA DE CONTROL PARA EL SCBR

En el capítulo anterior se ha presentado el modelo general del SCBR en la forma de un sistema LTI multivariable, con  $N$  entradas y  $N$  salidas, donde  $N$  es el mínimo común múltiplo de las relaciones de reducción de frecuencia que se dan en los enlaces LR y RL. En este modelo se ha considerado la posibilidad de utilizar operadores *expand* (inserción de ceros) y operadores *repeat* (réplica de muestras) para el incremento de frecuencia en el receptor de los enlaces. También se ha considerado el modelo teórico con reconstrucción ideal en el receptor. En cualquiera de los casos, el modelo planteado toma la forma de una matriz de  $N \times N$  funciones de transferencia, cada una de las cuales establece la relación dinámica entre una subsecuencia de entrada y una de salida. Estas subsecuencias son señales discretas a periodo de muestreo  $NT$  por lo que las funciones de transferencia que integran la matriz son discretas de periodo  $NT$ .

A partir de este modelo, se planteará el diseño de un regulador que ajuste el comportamiento del bucle a ciertas especificaciones de funcionamiento. Para ello, se pueden emplear técnicas convencionales de diseño de controladores para procesos multivariables (por ejemplo, el control por realimentación del estado). También existe la posibilidad de adaptar al modelo multivariable del SCBR, un controlador monovariable convencional (por ejemplo, el regulador PID) diseñado sin tener en cuenta las limitaciones causadas por el enlace. Esta última opción es la que se empleará en este capítulo. Obviamente, como se diseña para un proceso con  $N$  entradas y  $N$  salidas, en el caso general el controlador constará de  $N$  salidas y  $N$  entradas. En la figura 5.1 se muestra la estructura de control sobre el modelo. La estructura de control estará constituida por una matriz de  $N \times N$  funciones de transferencia discretas a periodo  $NT$ , que reciben información de la planta a periodo  $NT$  y generan acciones de control al mismo periodo de muestreo.

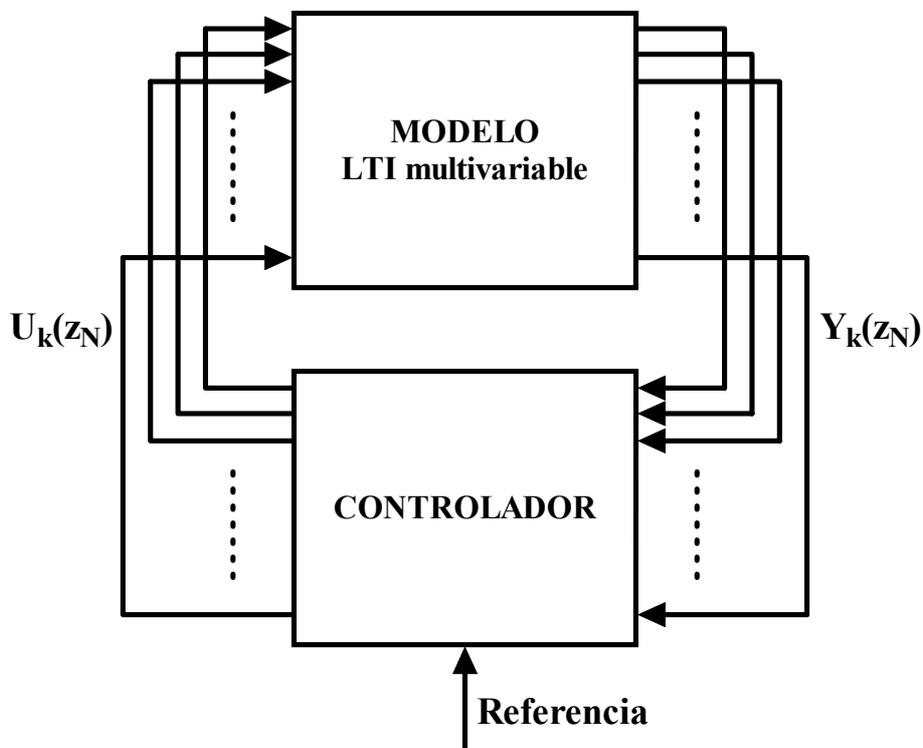


Figura 5.1.- Estructura de control sobre el modelo LTI multivariable.

En la implementación de la estructura de control sobre la planta real tan sólo hay una salida y una entrada, entre las cuales hay una relación dinámica N-periódica debido a la pérdida de información en la comunicación a través de los enlaces RL y LR. La implementación del controlador diseñado a partir del modelo LTI multivariable necesitará, en el caso general, de un operador de descomposición de la secuencia de salida de la planta en las N subsecuencias del modelo y un operador de composición que integre las N subsecuencias de entrada del modelo en la secuencia de entrada de la planta. Estos operadores formarán parte de la implementación del controlador. Además, el operador de descomposición situado a la entrada del controlador impondrá un retraso adicional que habrá de ser tenido en cuenta en el diseño. En la figura 5.2 se muestra una representación de la estructura de control más cercana a la realidad.

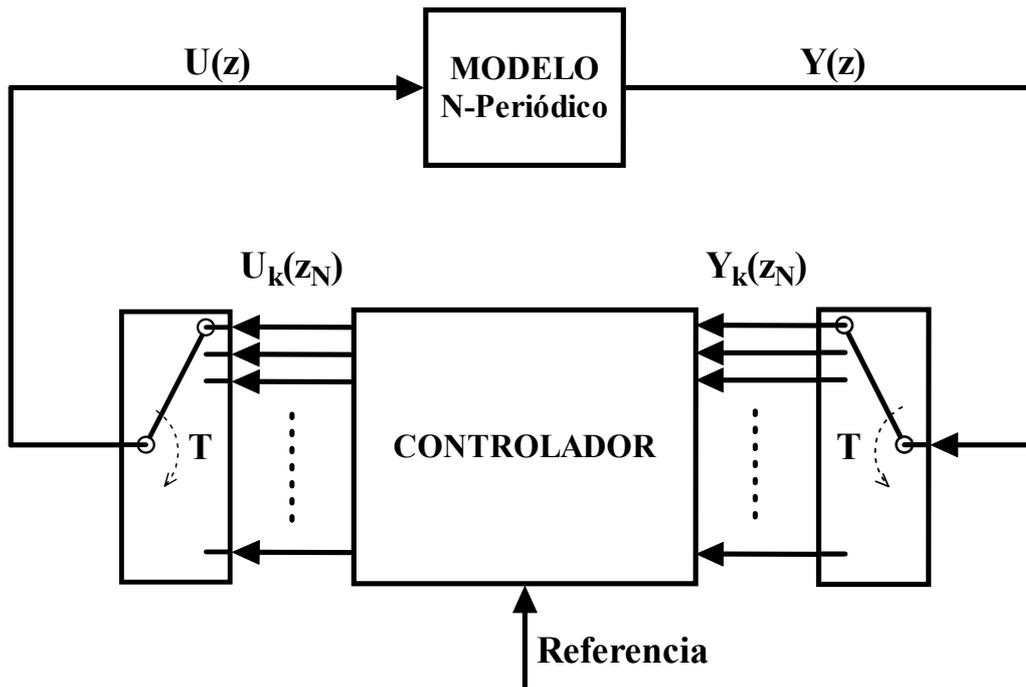


Figura 5.2.- Estructura de control sobre el modelo N-periódico.

El modelo N-periódico que aparece en la figura 5.2 en realidad representa a la conexión del enlace RL, con las operaciones de diezmado y expansión en el emisor y receptor respectivamente, la retención que aplica el actuador sobre la planta continua el muestreo del sensor para la realimentación remota y el enlace LR, con el diezmado y expansión correspondientes. En la figura 5.3 se representa la estructura de control junto con los demás elementos que representan al lazo de realimentación del SCBR. Parte de las muestras capturadas en la variable de interés (las que no son eliminadas por el operador de diezmado, si existe, en el extremo local) son transmitidas a través del enlace LR, en función del ancho de banda disponible, determinado por la multiplicidad  $N_{LR}$ . La secuencia recibida, convenientemente expandida si ha habido reducción de frecuencia, es descompuesta en la colección de N subsecuencias de entrada al controlador. A partir de esta información y de la señal de referencia el controlador genera una colección de N acciones de controlador que serán reunidas por el operador de composición para dar lugar a una única señal de control. Parte de las acciones de control que integran esta señal (o todas ellas si no hay reducción de frecuencia en el enlace RL) son transmitidas hacia la planta a través del enlace RL. Una vez recibidas, y expandidas si procede, las acciones de control son aplicadas a la planta a periodo T.

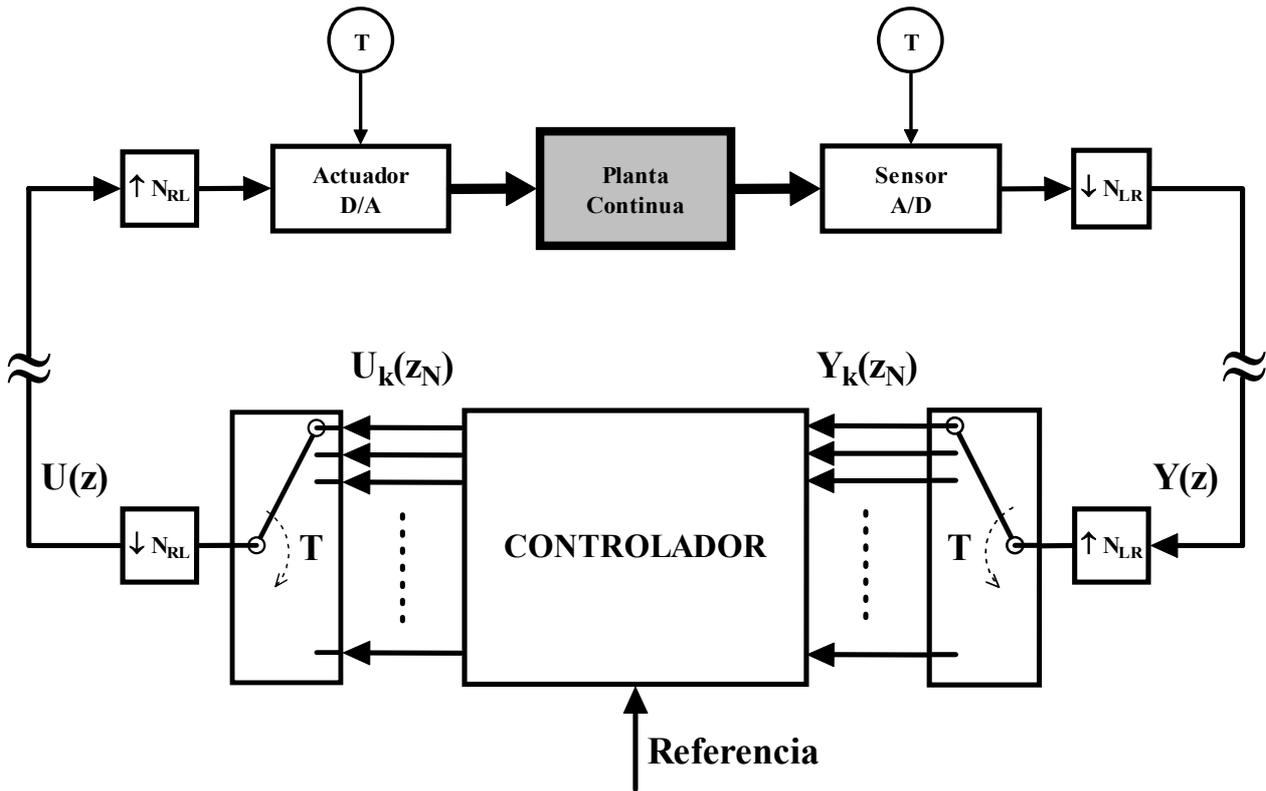


Figura 5.3.- Estructura de control sobre el SCBR.

### 5.1.- El regulador de cancelación multivariable

En este apartado se pretende desarrollar una estructura de control, basada en el tradicional y bien conocido regulador de cancelación, que sea apropiada para el modelo multivariable del SCBR, desarrollado en el capítulo anterior.

El regulador de cancelación convencional se obtiene directamente a partir de la función de transferencia del bucle de realimentación, imponiendo que la relación entre la referencia y la variable de interés se ajuste a ciertas especificaciones de funcionamiento, definidas mediante un modelo de referencia. En la figura 5.4 se muestra el diagrama de bloques del servosistema convencional. Si la dinámica discreta de la planta y de la realimentación vienen dadas, respectivamente, por sus funciones de transferencia,  $G_P(z)$  y  $H(z)$ , y las especificaciones de funcionamiento están expresadas mediante el modelo de referencia,  $M(z)$ , la función de transferencia del regulador de cancelación,  $G_R(z)$ , viene dada por la siguiente expresión:

$$M(z) = \frac{G_R(z) \cdot G_P(z)}{1 + G_R(z) \cdot G_P(z) \cdot H(z)} \quad \longrightarrow \quad G_R(z) = \frac{1}{G_P(z)} \frac{M(z)}{1 - M(z) \cdot H(z)}$$

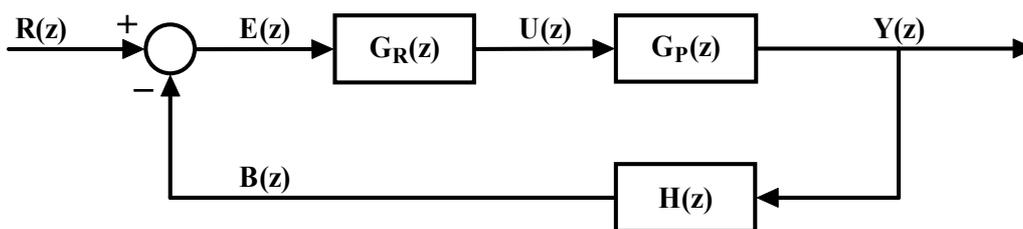


Figura 5.4.- Servosistema convencional

Evidentemente, no es posible conseguir cualquier modelo de referencia sino que éste deberá ser acorde al comportamiento dinámico de la planta controlada, si se quiere evitar que el regulador acabe siendo de naturaleza no causal y, por lo tanto, de imposible implementación práctica. Además será necesario tener en cuenta ciertos aspectos como la no cancelación de polos y ceros situados en el exterior de círculo de radio unidad, que daría lugar a inestabilidad oculta que se pondrá de manifiesto al aplicar el control sobre la planta real.

Con la misma idea que el regulador de cancelación convencional se pueden plantear las expresiones para el regulador de cancelación multivariable. Se planteará, en un principio, el desarrollo para el caso más sencillo  $N=2$ , esto es, para un modelo de la planta con dos entradas y dos salidas, para después extenderlo al caso general. En la figura 5.5 se muestra una modificación del bucle de control convencional, adaptada al caso multivariable  $N=2$ .

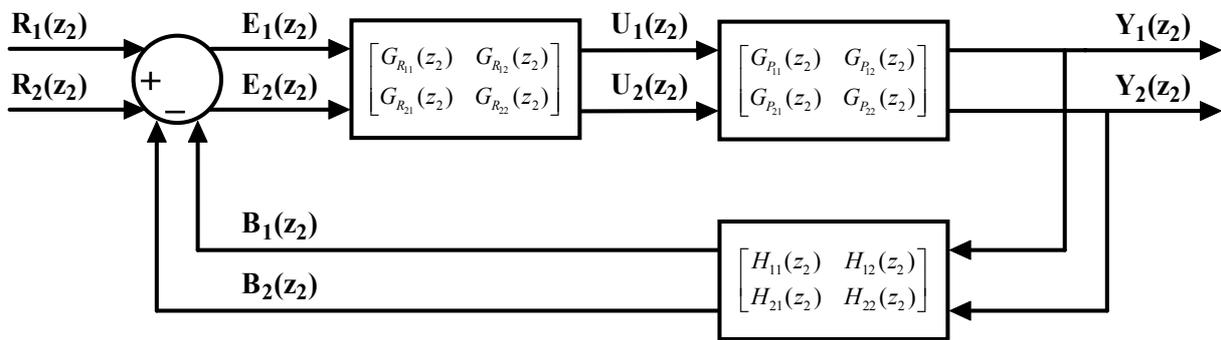


Figura 5.5.- Servosistema multivariable  $N=2$

### 5.1.1.- Equivalente multivariable del regulador de cancelación

Una forma sencilla de obtener el regulador de cancelación multivariable es a través de las expresiones, desarrolladas en el capítulo anterior, para la obtención del modelo LTI multivariable del SCBR con reconstrucción ideal. Partiendo de la función de transferencia del regulador de cancelación convencional,  $G_R(z)$ , se puede obtener el equivalente multivariable en forma de matriz  $N \times N$  de funciones de transferencia mediante la siguiente expresión general:

$$\left[ G_{R_{ij}}(z_N) \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ \frac{U_i(z_N)}{E_j(z_N)} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ \frac{Skp \{ z^{i-1} \cdot U(z) \}_N}{Skp \{ z^{j-1} \cdot E(z) \}_N} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ Skp \{ z^{-(j-i)} \cdot G_R(z) \}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

Empleando este regulador de cancelación multivariable para controlar el equivalente multivariable de la planta, el comportamiento será el mismo que con el bucle de control convencional, ya que ambos reguladores son dinámicamente equivalentes. Sin embargo, si el regulador de cancelación multivariable se ha de emplear para controlar el proceso real con una entrada y una salida serán necesarios operadores de composición y descomposición para reunir las  $N$  acciones de control en una sola señal y para separar la salida del proceso en las  $N$  entradas del regulador. El operador de composición no supone ningún problema pero el operador de descomposición introduce un retraso de un ciclo completo ( $N$  periodos de muestreo básicos). Este retraso adicional deberá ser compensado, teniéndolo en cuenta en el cálculo del regulador de cancelación original, a partir del cual se ha obtenido el regulador de cancelación multivariable.

Un procedimiento alternativo para desarrollar este regulador de cancelación multivariable es mediante operaciones matriciales a partir de los modelos equivalentes multivariable de la planta, realimentación y de referencia. Conocido el modelo de la planta,  $G_P(z)$ , se puede desarrollar el modelo multivariable equivalente, aplicando las expresiones desarrolladas en el capítulo anterior. Este modelo será una matriz de  $N \times N$  funciones de transferencia. De la misma forma, se puede obtener la matriz correspondiente a la función de transferencia en la realimentación,  $H(z)$ , y al modelo de referencia deseado,  $M(z)$ . Con estos elementos se puede plantear de forma matricial el sistema de ecuaciones correspondiente al bucle de control:

$$\begin{cases} [E]_{N \times 1} = [R]_{N \times 1} - [H]_{N \times N} [Y]_{N \times 1} \\ [U]_{N \times 1} = [G_R]_{N \times N} [E]_{N \times 1} \\ [Y]_{N \times 1} = [G_P]_{N \times N} [U]_{N \times 1} = [M]_{N \times N} [R]_{N \times 1} \end{cases}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones anterior se llega a la expresión matricial del regulador de cancelación multivariable, donde todos los elementos que intervienen son los equivalentes discretos de las funciones de transferencia del bucle y la matriz identidad de dimensión  $N$ . Esta expresión matricial del regulador es la siguiente:

$$[G_R]_{N \times N} = \left( [G_P]_{N \times N} \right)^{-1} [M]_{N \times N} \left( [I]_{N \times N} - [H]_{N \times N} [M]_{N \times N} \right)^{-1}$$

El regulador que resulta de la expresión anterior es equivalente al que se obtiene directamente desplegando el regulador de cancelación convencional en su versión matricial. En ambos casos se llega a una matriz de transferencia  $N \times N$ , donde todos los elementos son significativos. El inconveniente de esta modalidad del regulador de cancelación multivariable, que hace que no vaya a ser de utilidad para el problema del SCBR, es que necesita recibir como entradas todas las subsecuencias de la variable de interés y también que todas las acciones que genera sean aplicadas al proceso controlado. Si se emplea el medio de comunicación compartido, con limitaciones en el ancho de banda disponible, no toda la información de la planta estará disponible para el controlador y/o no todas las acciones de control llegarán a ser efectivamente aplicadas a la planta.

Un regulador que se adapte a las condiciones de funcionamiento del SCBR debería tratar de conseguir las especificaciones deseadas sin disponer de toda la información (enlace LR) y sin poder aplicar todas las acciones de control (enlace RL). Como se demostrará en los siguientes apartados, la primera limitación se podrá resolver en el controlador remoto que, en definitiva, es el receptor del enlace LR. La idea fundamental es sustituir la información perdida por predicciones a partir del modelo de la planta en el controlador. La limitación que es consecuencia del enlace RL no podrá ser resuelta desde el controlador remoto, siendo necesario para ello disponer de un controlador local a la planta bajo control.

### 5.1.2.- El regulador de cancelación multivariable adaptado al SCBR

En el planteamiento realizado parece claro que controlar la evolución temporal de la secuencia de muestras de la variable de interés a periodo  $T$  equivale a controlar la totalidad de las  $N$  subsecuencias en las que se puede descomponer. Y para controlar las  $N$  subsecuencias que, en definitiva, son  $N$  señales discretas a periodo  $NT$  sólo deberían ser necesarios  $N$  reguladores. Debido a esto, el regulador multivariable, que es una matriz

de  $N \times N$  funciones de transferencia, podría construirse con  $N^2 - N$  elementos nulos ya que no todos los elementos de la matriz van a ser necesarios.

Si la matriz de funciones de transferencia del regulador puede tener algunos elementos nulos, éstos pueden distribuirse en función de los elementos nulos del modelo LTI multivariable del SCBR. De este modo se puede adaptar la estructura del controlador a la pérdida de información debida al medio de comunicación compartido, tratando de sacar el máximo partido a la información transmitida. A partir del planteamiento del sistema de ecuaciones del servosistema multivariable para el caso más sencillo  $N=2$ , se llegará a las expresiones generales del regulador de cancelación multivariable con elementos nulos. El sistema de ecuaciones que corresponde a este caso es el siguiente:

$$\begin{cases} E_1(z_N) = R_1(z_N) - B_1(z_N) \\ E_2(z_N) = R_2(z_N) - B_2(z_N) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_1(z_N) = E_1(z_N) \cdot G_{R_{11}}(z_N) - E_2(z_N) \cdot G_{R_{12}}(z_N) \\ U_2(z_N) = E_1(z_N) \cdot G_{R_{21}}(z_N) - E_2(z_N) \cdot G_{R_{22}}(z_N) \end{cases}$$

$$\begin{cases} Y_1(z_N) = U_1(z_N) \cdot G_{P_{11}}(z_N) - U_2(z_N) \cdot G_{P_{12}}(z_N) \\ Y_2(z_N) = U_1(z_N) \cdot G_{P_{21}}(z_N) - U_2(z_N) \cdot G_{P_{22}}(z_N) \end{cases}$$

$$\begin{cases} B_1(z_N) = Y_1(z_N) \cdot H_{11}(z_N) - Y_2(z_N) \cdot H_{12}(z_N) \\ B_2(z_N) = Y_1(z_N) \cdot H_{21}(z_N) - Y_2(z_N) \cdot H_{22}(z_N) \end{cases}$$

Las especificaciones de funcionamiento deseadas han sido expresadas en términos de un modelo de referencia que establece la relación entre la entrada de referencia y la variable de interés, al periodo de muestreo básico del sistema. A partir de este modelo de referencia se puede establecer la relación dinámica entre las correspondientes subsecuencias de referencia y salida, empleando para ello el equivalente multivariable del modelo de referencia.

$$Y(z) = R(z) \cdot M(z) \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} Y_1(z_N) = R_1(z_N) \cdot M_{11}(z_N) + R_2(z_N) \cdot M_{12}(z_N) \\ Y_2(z_N) = R_1(z_N) \cdot M_{21}(z_N) + R_2(z_N) \cdot M_{22}(z_N) \end{cases}$$

De esta forma el sistema de ecuaciones que resulta tiene 10 ecuaciones y 12 incógnitas (8 señales y 4 reguladores), con lo que es posible fijar el valor de dos de las funciones de transferencia de la matriz correspondiente al regulador. Este hecho ofrece la posibilidad de configurar el regulador de forma que se adapte de la mejor manera posible a la realidad del SCBR. Una posibilidad es utilizar un regulador con estructura diagonal, lo cual supone que sólo son significativas las funciones de transferencia de la diagonal principal de la matriz de transferencia, siendo nulas las demás. Así al sistema de ecuaciones anterior se añaden las dos siguientes:

$$G_{R_{12}}(z_N) = 0$$

$$G_{R_{21}}(z_N) = 0$$

De esta forma el sistema de ecuaciones tiene solución única y la expresión de las funciones de transferencia significativas del regulador es la siguiente:

$$G_{R_{11}}(z_N) = \frac{G_{P_{22}}(R_1 \cdot M_{11} + R_2 \cdot M_{12}) - G_{P_{12}}(R_1 \cdot M_{21} + R_2 \cdot M_{22})}{(G_{P_{11}} \cdot G_{P_{22}} - G_{P_{12}} \cdot G_{P_{21}})(R_1 - R_1 \cdot (H_{11} \cdot M_{11} + H_{12} \cdot M_{21}) - R_2 \cdot (H_{11} \cdot M_{12} + H_{12} \cdot M_{22}))}$$

$$G_{R_{22}}(z_N) = \frac{-G_{P_{21}}(R_1 \cdot M_{11} + R_2 \cdot M_{12}) + G_{P_{11}}(R_1 \cdot M_{21} + R_2 \cdot M_{22})}{(G_{P_{11}} \cdot G_{P_{22}} - G_{P_{12}} \cdot G_{P_{21}})(R_2 - R_1 \cdot (H_{21} \cdot M_{11} + H_{22} \cdot M_{21}) - R_2 \cdot (H_{21} \cdot M_{12} + H_{22} \cdot M_{22}))}$$

Configurado de esta forma, el regulador cuenta con dos entradas y dos salidas por lo que no resulta adecuado para el problema de SCBR. Esto es debido a que no estarán disponibles todas las entradas y salidas, debido a las limitaciones impuestas por el ancho de banda disponible del medio de comunicación compartido.

Otra posibilidad es configurar el regulador con estructura en columna, de manera que tan sólo sea necesaria una entrada. Esta estructura resulta apropiada para aquellos SCBR en los que la limitación en la cantidad de información transmitida está presente en el enlace LR (esto es, en el enlace de entrada al regulador) pero no en el enlace RL. Las condiciones impuestas sobre las funciones de transferencia del regulador serán:

$$G_{R_{12}}(z_N) = 0$$

$$G_{R_{22}}(z_N) = 0$$

Con estas condiciones impuestas la solución del sistema de ecuaciones da lugar a las siguientes expresiones de los elementos no nulos del regulador:

$$G_{R_{11}}(z_N) = \frac{G_{P_{22}}(R_1 \cdot M_{11} + R_2 \cdot M_{12}) - G_{P_{12}}(R_1 \cdot M_{21} + R_2 \cdot M_{22})}{(G_{P_{11}} \cdot G_{P_{22}} - G_{P_{12}} \cdot G_{P_{21}})(R_1 - R_1 \cdot (H_{11} \cdot M_{11} + H_{12} \cdot M_{21}) - R_2 \cdot (H_{11} \cdot M_{12} + H_{12} \cdot M_{22}))}$$

$$G_{R_{21}}(z_N) = \frac{-G_{P_{21}}(R_1 \cdot M_{11} + R_2 \cdot M_{12}) + G_{P_{11}}(R_1 \cdot M_{21} + R_2 \cdot M_{22})}{(G_{P_{11}} \cdot G_{P_{22}} - G_{P_{12}} \cdot G_{P_{21}})(R_1 - R_1 \cdot (H_{11} \cdot M_{11} + H_{12} \cdot M_{21}) - R_2 \cdot (H_{11} \cdot M_{12} + H_{12} \cdot M_{22}))}$$

Nótese que la función de transferencia  $G_{R_{11}}(z_N)$  coincide con la obtenida para el regulador diagonal. Además, en las expresiones anteriores los denominadores de ambas funciones de transferencia son iguales y el numerador de la  $G_{R_{21}}(z_N)$  coincide con el de la función de transferencia  $G_{R_{22}}(z_N)$  del caso diagonal. Como se verá más adelante en la expresión general de los elementos de la matriz de transferencia, el numerador está relacionado con la fila que ocupa en la matriz de transferencia y el denominador con la columna.

Una tercera posibilidad consistiría en configurar el regulador como una fila, imponiendo la condición de que sean nulas todas las demás filas. De esta forma se construye un regulador con una sola salida y varias entradas. Esta configuración del regulador sería apropiada para el SCBR en el que las limitaciones vienen impuestas en el enlace RL. Las condiciones a imponer en el sistema de ecuaciones serán las siguientes:

$$G_{R_{12}}(z_N) = 0$$

$$G_{R_{22}}(z_N) = 0$$

Sin embargo, en estas condiciones se comprueba que el sistema de ecuaciones no tiene solución lo cual significa que no es posible cumplir las especificaciones deseadas con un regulador configurado en fila. En el caso del regulador diagonal, éste recibe todas las entradas y aplica todas las salidas. El regulador configurado en columna no recibe todas las entradas pero si aplica todas las salidas. La falta de información puede paliarse a partir del modelo de la planta. La idea fundamental es sustituir la información no transmitida por una predicción hecha a partir del conocimiento de la dinámica de proceso a controlar. Por el contrario, el regulador configurado en fila no puede resolver el problema puesto que no es posible controlar la variable de interés en los instantes múltiplos del periodo de muestreo básico aplicando acciones de control con la mitad de frecuencia. En este caso la información perdida no se puede reemplazar ya que el regulador está situado en el extremo emisor del enlace. Si existiera un segundo regulador en contacto directo con la planta podría compensar la perdida de acciones de control. Esta posibilidad será contemplada más adelante.

Llevando las expresiones al caso general de dimensión N, las funciones de transferencia de la matriz correspondientes al regulador de cancelación multivariable, tanto en la configuración diagonal como en la configuración en columna, vienen dadas por la siguiente expresión genérica:

$$\left[ G_{R_{ij}}(z_N) \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ \frac{\sum_{k=1}^N ADJ_{ki} \cdot \sum_{l=1}^N R_l(z_N) \cdot M_{kl}(z_N)}{(DET) \left( R_j(z_N) - \sum_{k=1}^N R_k(z_N) \cdot \sum_{l=1}^N H_{jl}(z_N) \cdot M_{lk}(z_N) \right)} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

donde DET  $\equiv$  determinante del modelo multivariable de la planta.

ADJ<sub>ij</sub>  $\equiv$  adjunto del elemento (i,j) del modelo multivariable de la planta.

En la expresión anterior se puede observar que, como ya se había mencionado, el numerador de las funciones de transferencia depende de la fila de la matriz (i) y el denominador de la columna (j). De esta forma, conociendo los modelos multivariables de la planta, sensor y modelo de referencia deseado se pueden obtener las funciones de transferencia del regulador de cancelación multivariable para cualquier longitud de ciclo. Con ello se resuelve el problema del ancho de banda limitado en el enlace LR y, por lo tanto, la pérdida de muestras de la variable de interés. Queda pendiente el problema del enlace RL debido a la pérdida de acciones de control que no puede ser resuelto en el regulador remoto. Para ello será necesario incluir un regulador local que llevará el problema al SCBR-B (SCBR con control local en bucle abierto) descrito en el capítulo 3.

Una forma de simplificar la expresión anterior es imponiendo un modelo de referencia que tan sólo reúna las relaciones dinámicas entre cada par de subsecuencias de entrada y salida. De este modo, el modelo de referencia multivariable empleado para el desarrollo del regulador tomará una estructura diagonal, siendo nulas las funciones de transferencia que no se encuentran en la diagonal principal y, por lo tanto, simplificando la expresión general del regulador de cancelación multivariable. El modelo de referencia diagonal puede obtenerse haciendo uso del operador *skip* de la siguiente forma:

$$\begin{cases} M_{ij}(z_N) = 0 & \text{para } i \neq j \\ M_{ij}(z_N) = \frac{Y_i(z_N)}{R_j(z_N)} = \frac{Skp\{z^{i-1} \cdot Y(z)\}_N}{Skp\{z^{j-1} \cdot R(z)\}_N} & \text{para } i = j \end{cases}$$

Asumiendo este modelo de referencia la expresión general de las funciones de transferencia del regulador se simplifica como se indica a continuación:

$$\left[ G_{R_{ij}}(z_N) \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ \frac{\sum_{k=1}^N ADJ_{ki} \cdot R_k(z_N) \cdot M_{kk}(z_N)}{(DET) \left( R_j(z_N) - \sum_{k=1}^N R_k(z_N) \cdot H_{jk}(z_N) \cdot M_{kk}(z_N) \right)} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

Otra simplificación de la expresión general del regulador de cancelación multivariable puede conseguirse con facilidad si se impone la restricción de emplear como referencia una señal de tipo escalón, comúnmente utilizado como referencia en los sistemas de control convencionales. En este caso se cumple que la expresión de todas las subsecuencias de la señal de referencia es la misma, lo cual permite simplificar la expresión general como se indica a continuación:

$$R(z) = \frac{z}{z-1} \quad \longrightarrow \quad R_k(z_N) = \frac{z_N}{z_N-1} \quad \forall k = 1, 2, \dots, N$$

$$\left[ G_{R_{ij}}(z_N) \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ \frac{\sum_{k=1}^N ADJ_{ki} \cdot M_{kk}(z_N)}{(DET) \left( 1 - \sum_{k=1}^N H_{jk}(z_N) \cdot M_{kk}(z_N) \right)} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

Una última simplificación de la expresión general se puede obtener si se considera realimentación unitaria, esto es:

$$\begin{cases} H_{ij}(z_N) = 0 & \text{para } i \neq j \\ H_{ij}(z_N) = 1 & \text{para } i = j \end{cases}$$

En estas condiciones la expresión general de las funciones de transferencia que integran el regulador de cancelación multivariable quedará como sigue:

$$\left[ G_{R_{ij}}(z_N) \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \left[ \frac{\sum_{k=1}^N ADJ_{ki} \cdot M_{kk}(z_N)}{(DET) (1 - M_{jj}(z_N))} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}}$$

## 5.2.- El regulador de cancelación remoto-local

El planteamiento realizado en el apartado anterior supone la existencia de un regulador situado en el extremo remoto del SCBR. Este regulador recibe la información capturada en la variable de interés a través del medio de comunicación compartido, con

las limitaciones impuestas por el enlace LR. Debido a que el ancho de banda disponible es menor de lo que sería deseable, parte de las muestras capturadas no llegan a ser recibidas en el regulador. Para paliar esta falta de información el regulador está estructurado para sustituir la información perdida a partir del conocimiento del modelo de la planta. Esto puede conseguirse configurando el regulador de cancelación multivariable con una estructura en columnas que sólo emplea un número de  $N/N_{LR}$  entradas, correspondientes a las subsecuencias que están disponibles en recepción del enlace LR.

Sin embargo, el regulador planteado utiliza la totalidad de las  $N$  salidas, lo cual exige que el enlace RL no presente limitaciones en la comunicación. Todas las acciones de control generadas por el regulador deben ser transmitidas para ser aplicadas sobre la planta controlada. En el caso más general sólo  $N/N_{RL}$  salidas del regulador podrán ser transmitidas a través del enlace LR debido a las limitaciones de ancho de banda en dicho enlace. No es posible ajustar el comportamiento a periodo básico  $T$  actuando con un periodo  $N_{RL}$  veces mayor. La solución radica en tratar de recuperar la información (acciones) que no ha podido ser transmitida por el enlace RL, a partir del modelo de la planta y del regulador de forma similar a como se ha realizado para reconstruir la señal transmitida por el enlace LR.

Para ello será necesario disponer de un elemento con capacidad de cálculo en el extremo local del SCBR. En el apartado 3.2 se han descrito tres posibles configuraciones del SCBR en función de la estructura de control local a la planta. El tipo de SCBR que se ha empleado hasta ahora (SCBR-A) no disponía de ningún tipo de estructura de control local a la planta. Únicamente se ha propuesto la presencia de un operador de réplica (*repeat*) para llevar a cabo el aumento de frecuencia en recepción del enlace RL. De esta forma no es posible reconstruir la información pérdida. Será necesario emplear, como mínimo, una estructura de control en bucle abierto local a la planta (SCBR-B) para que el regulador local realice el papel de filtro de interpolación, reconstruyendo de una forma más eficiente que con las sencillas operaciones *expand* o *repeat*.

El regulador de cancelación multivariable con estructura en columna diseñado para compensar la pérdida de muestras en el enlace LR, presenta una configuración como la que se indica en la siguiente expresión general. Este regulador de cancelación se va a desplegar en dos, uno de los cuales se situará en el extremo remoto del SCBR y el otro en el extremo local, comunicándose a través del enlace RL:

$$[G_R(z_N)]_{N \times N} \equiv \begin{bmatrix} G_{R_{11}}(z_N) & 0 & \cdots & 0 & G_{R_{1(N_{LR}+1)}}(z_N) & 0 & \cdots & 0 & G_{R_{1(2N_{LR}+1)}}(z_N) & \cdots \\ G_{R_{21}}(z_N) & 0 & \cdots & 0 & G_{R_{2(N_{LR}+1)}}(z_N) & 0 & \cdots & 0 & G_{R_{2(2N_{LR}+1)}}(z_N) & \cdots \\ \vdots & 0 & \cdots & 0 & \vdots & 0 & \cdots & 0 & \vdots & \cdots \\ G_{R_{N1}}(z_N) & 0 & \cdots & 0 & G_{R_{N(N_{LR}+1)}}(z_N) & 0 & \cdots & 0 & G_{R_{N(2N_{LR}+1)}}(z_N) & \cdots \end{bmatrix}_{N \times N}$$

Las columnas nulas corresponden a subsecuencias de muestras de la variable de interés que no han llegado a transmitirse y, por lo tanto, no tiene sentido procesarlas en el regulador remoto. Las columnas no nulas procesan la información efectivamente recibida para compensar la pérdida de información. Como ya se ha mencionado, el hecho de que no aparezcan filas nulas implica que todas las acciones de control generadas esperan ser transmitidas. Una estructura adaptada a las limitaciones del enlace RL deberá presentar  $N \cdot N/N_{RL}$  filas nulas de cada grupo dentro del ciclo. De esta forma no se generan acciones que no van a ser transmitidas. La estructura del regulador remoto quedará de la siguiente forma:

$$[G_{RR}(z_N)]_{N \times N} \equiv \begin{bmatrix} G_{R_{11}}(z_N) & 0 \cdots 0 & G_{R_{1(N_{LR}+1)}}(z_N) & 0 \cdots 0 & G_{R_{1(2N_{LR}+1)}}(z_N) & \cdots \\ 0 & 0 \cdots 0 & 0 & 0 \cdots 0 & 0 & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \cdots \\ 0 & 0 \cdots 0 & 0 & 0 \cdots 0 & 0 & \cdots \\ G_{R_{(N_{RL}+1)1}}(z_N) & 0 \cdots 0 & G_{R_{(N_{RL}+1)(N_{LR}+1)}}(z_N) & 0 \cdots 0 & G_{R_{(N_{RL}+1)(2N_{LR}+1)}}(z_N) & \cdots \\ 0 & 0 \cdots 0 & 0 & 0 \cdots 0 & 0 & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \cdots \\ 0 & 0 \cdots 0 & 0 & 0 \cdots 0 & 0 & \cdots \\ G_{R_{(2N_{RL}+1)1}}(z_N) & 0 \cdots 0 & G_{R_{(2N_{RL}+1)(N_{LR}+1)}}(z_N) & 0 \cdots 0 & G_{R_{(2N_{RL}+1)(2N_{LR}+1)}}(z_N) & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}_{N \times N}$$

La expresión anterior está configurada para aprovechar al máximo el ancho de banda disponible en ambos sentidos de la comunicación y para proporcionar aquella información que no llegó a transmitirse por el enlace LR. Este regulador remoto se complementará con un regulador local que proporciona las acciones de control correspondientes a las filas nulas del regulador remoto, compensando de esta forma las limitaciones del enlace RL. La expresión de la matriz de transferencia del regulador local quedará de la siguiente forma:

$$[G_{RL}(z_N)]_{N \times N} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 0 \cdots 0 & 1 & 0 \cdots 0 & 1 & \cdots \\ \frac{G_{R_{21}}(z_N)}{G_{R_{11}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{2(N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{1(N_{LR}+1)}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{2(2N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{1(2N_{LR}+1)}}(z_N)} & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots \\ \frac{G_{R_{(N_{RL}+1)1}}(z_N)}{G_{R_{11}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{(N_{RL}+1)(N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{1(N_{LR}+1)}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{(N_{RL}+1)(2N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{1(2N_{LR}+1)}}(z_N)} & \cdots \\ 1 & 0 \cdots 0 & 1 & 0 \cdots 0 & 1 & \cdots \\ \frac{G_{R_{(N_{RL}+2)1}}(z_N)}{G_{R_{(N_{RL}+1)1}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{(N_{RL}+2)(N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{(N_{RL}+1)(N_{LR}+1)}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{(N_{RL}+2)(2N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{(N_{RL}+1)(2N_{LR}+1)}}(z_N)} & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots \\ \frac{G_{R_{(2N_{RL}+1)1}}(z_N)}{G_{R_{(N_{RL}+1)1}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{(2N_{RL}+1)(N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{(N_{RL}+1)(N_{LR}+1)}}(z_N)} & 0 \cdots 0 & \frac{G_{R_{(2N_{RL}+1)(2N_{LR}+1)}}(z_N)}{G_{R_{(N_{RL}+1)(2N_{LR}+1)}}(z_N)} & \cdots \\ 1 & 0 \cdots 0 & 1 & 0 \cdots 0 & 1 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}_{N \times N}$$

Con la intención de clarificar las expresiones generales anteriores se incluye a continuación el caso particular para  $N_{LR}=3$  y  $N_{RL}=2$ . Se trata, por lo tanto, de una particularización del SCBR-3F en el que la comunicación a través del enlace LR está sometida a mayores restricciones que la que se lleva a cabo por el enlace RL (esto es, SCBR-3F-LR). La longitud del ciclo es  $N=6$  y ésta será la dimensión de las matrices de transferencia de los elementos de la estructura de control. En este caso, el regulador de cancelación con estructura en columna es el que se indica a continuación:

$$[G_R(z_6)]_{6 \times 6} = \begin{bmatrix} G_{R_{11}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{14}}(z_6) & 0 & 0 \\ G_{R_{21}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{24}}(z_6) & 0 & 0 \\ G_{R_{31}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{34}}(z_6) & 0 & 0 \\ G_{R_{41}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{44}}(z_6) & 0 & 0 \\ G_{R_{51}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{54}}(z_6) & 0 & 0 \\ G_{R_{61}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{64}}(z_6) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Este regulador necesitaría una comunicación sin restricciones para transmitir las acciones de control hacia la planta (esto es,  $N_{RL}=1$ ). Para adaptarse a las limitaciones del enlace RL se descompone el regulador de cancelación multivariable en dos partes (remota y local) adaptándose a las condiciones concretas de los enlaces del SCBR para el ejemplo propuesto:

$$[G_{RR}(z_6)]_{6 \times 6} = \begin{bmatrix} G_{R_{11}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{14}}(z_6) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ G_{R_{31}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{34}}(z_6) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ G_{R_{51}}(z_6) & 0 & 0 & G_{R_{54}}(z_6) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[G_{RL}(z_6)]_{6 \times 6} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{G_{R_{21}}(z_6)}{G_{R_{11}}(z_6)} & 0 & 0 & \frac{G_{R_{24}}(z_6)}{G_{R_{14}}(z_6)} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{G_{R_{41}}(z_6)}{G_{R_{31}}(z_6)} & 0 & 0 & \frac{G_{R_{44}}(z_6)}{G_{R_{34}}(z_6)} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{G_{R_{61}}(z_6)}{G_{R_{51}}(z_6)} & 0 & 0 & \frac{G_{R_{64}}(z_6)}{G_{R_{54}}(z_6)} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 5.3.- Control con reconstrucción de la información

El planteamiento realizado en el apartado anterior implica diseñar los reguladores local y remoto con una estructura matricial  $N \times N$ , donde  $N$  es el mínimo común múltiplo del las multiplicidades asociadas a los enlace LR y RL. Además, cada una de las funciones de transferencia que intervienen en la matriz se obtiene a partir de la expresión general presentada en el apartado 5.1 que plantea serios problemas de cálculo. Es por ello que, a efectos prácticos, sería deseable disponer de un procedimiento de diseño de los reguladores numéricamente más sencillo.

La idea básica de los reguladores planteados es la recuperación de la información perdida en la comunicación a partir del conocimiento del modelo dinámico de la planta. Se resuelve de esta forma la falta de información debida a las limitaciones en el ancho de banda de los enlaces. Otra forma de realizar esta recuperación de información es con el esquema que se muestra en la figura 5.6, para el caso del enlace LR. Procedente del

extremo local del SCBR, se recibe una secuencia de valores en la que sólo es significativa la primera de cada grupo de  $N_{LR}$  muestras capturadas consecutivamente en la variable de interés, el resto son muestras nulas incluidas por el operador *expand*. La señal recibida es la que se indica a continuación:

$$Y_{RCX}(z) = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ Y(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot G_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} \right\}_{N_{LR}}$$

Esta señal expandida se suma con la que genera el reconstructor de información a partir del modelo discreto de la planta. La señal que genera este reconstructor es la siguiente:

$$Y_{RCT}(z) = U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}} \cdot \hat{G}_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} - \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}} \cdot \hat{G}_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} \right\}_{N_{LR}}$$

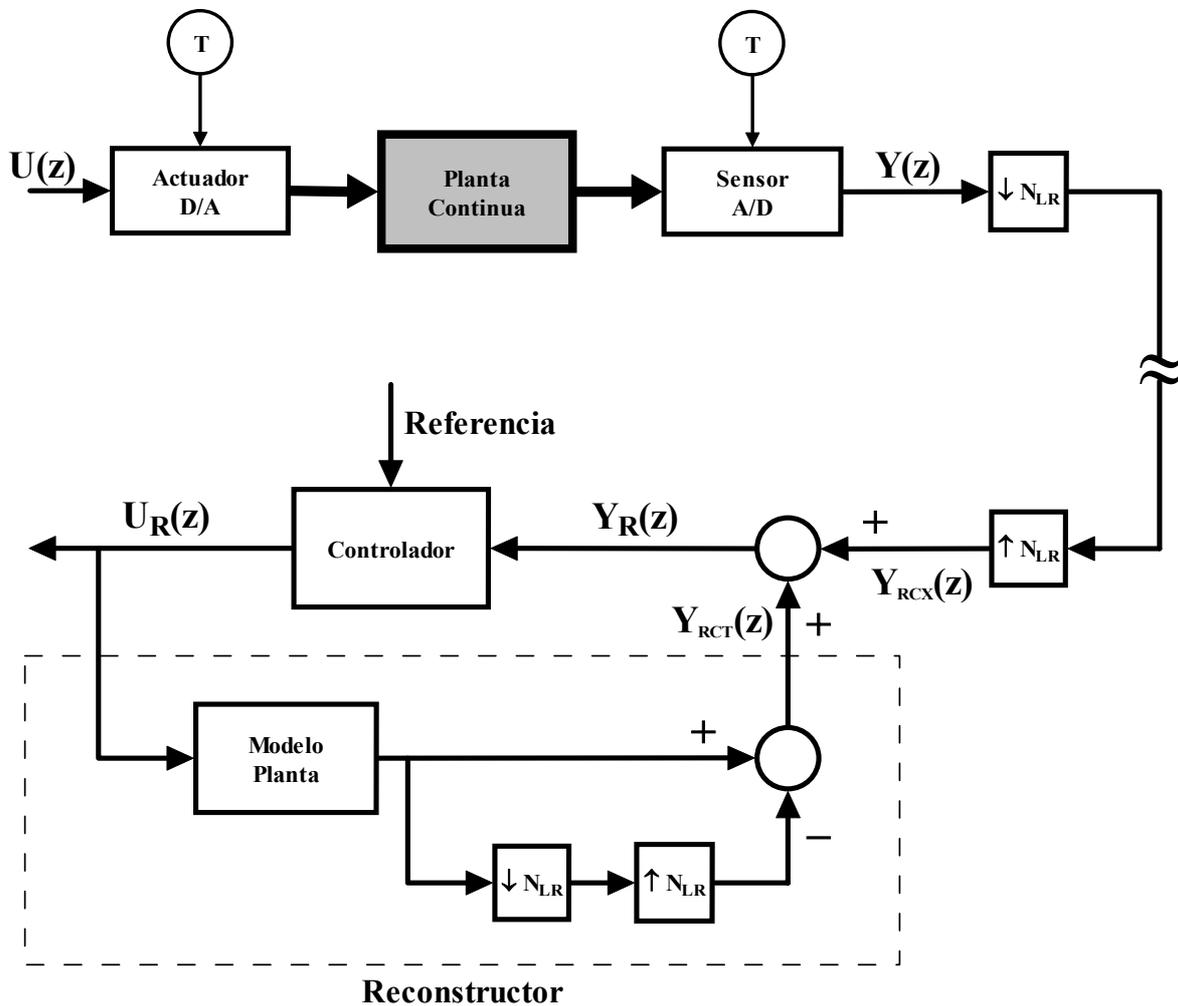


Figura 5.6.- Reconstructor en el enlace LR

Para la reconstrucción de las muestras perdidas en el enlace LR es necesario disponer del modelo de la planta. En función de la incertidumbre presente en el comportamiento dinámico de la planta se prevén posibles diferencias entre el modelo empleado en el reconstructor,  $\hat{G}_P(z)$ , y el modelo real,  $G_P(z)$ . Se ha empleado el subíndice R en la acción de control generada por el control remoto,  $U_R(z)$ , para distinguir esta acción de control de la que es efectivamente aplicada sobre la planta, nombrada como  $U(z)$ , ya

que si hay pérdida de información en el enlace RL las secuencias generada y aplicada pueden ser diferentes. La suma de las secuencias recibida (RCX) y reconstruida (RCT) dan lugar a la secuencia de muestras en el extremo remoto del SCBR:

$$Y_R(z) = Y_{RCX}(z) + Y_{RCT}(z) = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot G_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} + \\ + U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}} \cdot \hat{G}_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} - \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}} \cdot \hat{G}_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} \right\}_{N_{LR}}$$

Asumiendo que el modelo de la planta es perfecto y que no hay pérdida de información en el enlace RL (o que si la hay se recupera de manera exacta) la secuencia de muestras en el extremo remoto coincidirá de manera exacta con la secuencia de valores muestreados en la salida continua de la planta:

$$\left. \begin{array}{l} \hat{G}_P(z) = G_P(z) \\ U(z) = z^{-N_{RL}} \cdot U_R(z) \end{array} \right\} \longrightarrow Y_R(z) = U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}} \cdot \hat{G}_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} = U(z) \cdot G_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} = Y(z) \cdot z^{-N_{LR}}$$

La secuencia de muestras resultado de la superposición de las secuencias recibida y reconstruida se empleará para la comparación con la secuencia de referencia para dar lugar a la señal de error. Ésta constituye la entrada al regulador que dará lugar a la secuencia de acciones de control que será transmitida hacia la planta controlada, a través del enlace RL. Obviamente cuanto mejor ser la reconstrucción de la información perdida más cerca estará la secuencia de acciones generada a la que se obtendría en el caso ideal, sin limitaciones en la comunicación planta-control.

El regulador empleado en esta estructura,  $G_{RR}(z)$ , es un regulador monovariable, diseñado para el cumplimiento de ciertas especificaciones deseadas, mediante cualquier procedimiento de diseño convencional. En el diseño de este regulador no se tiene en cuenta la pérdida de información inherente al medio de comunicación compartido, ya que se asume que los reconstructores recuperarán dicha información perdida. Sin embargo, si que habrá que tener en cuenta el retraso que implica la comunicación y que depende del periodo de muestreo empleado en los enlaces. De este modo el modelo de la planta a partir del cual se realiza el diseño del regulador será el equivalente discreto de la planta a periodo básico incluyendo un retraso de  $N_{LR} + N_{RL}$  periodos de muestreo. Se trata pues de emplear cualquier regulador discreto convencional, a periodo básico que garantice el cumplimiento de las especificaciones, en presencia del retraso pero sin pérdida de información.

La estructura de control resultante de la combinación del regulador convencional y el reconstructor de información es, en realidad, un sistema periódico cuyo periodo es  $N_{LR}$ . La expresión asociada al controlador remoto es la que se indica a continuación. Aplicando el operador de *lifting* a este operador periódico se llegaría a un controlador LTI multivariable con  $N_{LR}$  entradas y  $N_{LR}$  salidas, que relaciona este modo de implementar la estructura de control con las expresiones desarrolladas en los apartados anteriores en las que se empleaban controladores multivariables:

$$U_R(z) = \frac{\left( (R(z) - Y_{RCX}(z)) + \left( \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}} \cdot \hat{G}_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} \right\}_{N_{LR}} \right) \right)}{1 + z^{-N_{RL}} \cdot \hat{G}_P(z) \cdot z^{-N_{LR}} \cdot G_{RR}(z)} \cdot G_{RR}(z)$$

La filosofía básica es comparable a la estructura multivariable descrita con anterioridad, en el sentido de que se emplea el modelo de la planta para sustituir las muestras nulas que son consecuencia de las limitaciones en el enlace compartido. Desde el punto de vista de las prestaciones finales del bucle de control ambos planteamientos son equivalentes pero esta solución es más sencilla de implementar, tanto sobre un sistema real como sobre uno simulado, ya que no es necesario resolver expresiones cuya complejidad aumenta con la dimensión del modelo multivariable.

La secuencia de acciones de control generadas a partir de la información recibida y estimada debe ser aplicada sobre la planta controlada, para lo cual será transmitida a través del enlace RL. Si este enlace presenta limitaciones en cuanto a la cantidad de información que es capaz de transmitir (determinadas por la multiplicidad  $N_{RL}$ ) será necesario recuperar la información perdida en el extremo local del SCBR. Para ello en la recepción del enlace RL se situará una estructura, basada en el reconstructor de información, como la que se representa en la figura 5.7.

El fundamento de este recuperador de información es el mismo que en el caso del enlace LR, sólo que ahora se recuperan las acciones de control perdidas en lugar de las muestras de la variable de interés. El reconstructor necesita disponer del modelo discreto de la planta, del controlador remoto convencional diseñado en ausencia de pérdida de información y de la secuencia de referencia empleada en el nudo de realimentación principal. Nótese que el controlador que se utiliza en esta estructura no tiene en cuenta la pérdida de información en el enlace LR ya que se asume que esto ha sido solucionado por el reconstructor en el extremo remoto.

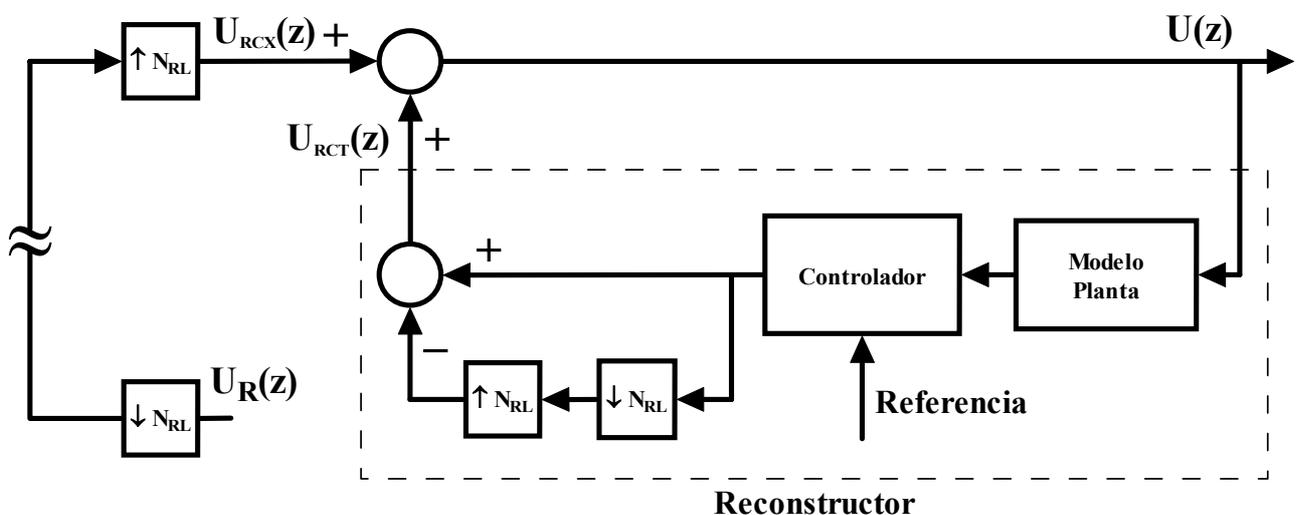


Figura 5.7.- Reconstructor en el enlace RL

En este caso, las secuencias recibida y reconstruida se obtienen a partir de las expresiones que se indican a continuación. Como se puede apreciar, para la secuencia reconstruida se emplea el modelo de la planta en el cual se puede prever una cierta incertidumbre que puede servir para analizar la robustez de la estructura propuesta. No se considerará incertidumbre en el modelo del regulador remoto ni en la señal de referencia, que también se emplean en el reconstructor, ya que estos se asumen perfectamente conocidos y no están sometidos a variaciones con el tiempo:

$$U_{RCX}(z) = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}} \right\}_{N_{RL}} \right\}_{N_{RL}} = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ (R(z) - Y_R(z)) \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}} \right\}_{N_{RL}} \right\}_{N_{RL}}$$

$$U_{RCT}(z) = \left( R(z) - U(z) \cdot \hat{G}_p(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right) \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}} - \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ \left( R(z) - U(z) \cdot \hat{G}_p(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right) \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}} \right\}_{N_{RL}} \right\}_{N_{RL}}$$

En la suma de las secuencias recibida y reconstruida se obtiene la secuencia de valores que se aplica de forma efectiva sobre la planta continua, a través del actuador. Si el modelo de la planta es exacto y la reconstrucción de información en el enlace LR es perfecta, se cumplirá que la señal de control aplicada es idéntica a la generada por el regulador remoto:

$$\left. \begin{array}{l} \hat{G}_p(z) = G_p(z) \\ Y_R(z) = Y(z) \cdot z^{-N_{LR}} \end{array} \right\} \longrightarrow U(z) = \frac{R(z) \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}}}{1 + \hat{G}_p(z) \cdot z^{-N_{LR}} \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}}} = U_R(z) \cdot z^{-N_{RL}}$$

El reconstructor de acciones implementado en el extremo local del SCBR constituye en si mismo el controlador local previsto en la descripción del SCBR con control local en bucle abierto (SCBR-B) realizada en el apartado 3.2. En realidad se trata de un controlador periódico cuyo periodo es la multiplicidad asociada al enlace RL, esto es,  $N_{RL}$ . La expresión asociada a dicho operador periódico es la que se indica a continuación. La aplicación del operador de *lifting* a esta expresión conduciría a un regulador local LTI multivariable equivalente al que se presentó en el apartado anterior:

$$U(z) = \frac{U_{RCX}(z) + R(z) \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}} - \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ \left( R(z) - U(z) \cdot \hat{G}_p(z) \cdot z^{-N_{LR}} \right) \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}} \right\}_{N_{RL}} \right\}_{N_{RL}}}{1 + \hat{G}_p(z) \cdot z^{-N_{LR}} \cdot G_{RR}(z) \cdot z^{-N_{RL}}}$$

El conjunto de los dos controladores periódicos descritos en este apartado, resultado de combinar el controlador convencional con los reconstructores de información es equivalente a la estructura con dos controladores LTI multivariables realizada en el apartado anterior. En definitiva se trata de sustituir la información perdida en la comunicación por información estimada a partir del modelo de la planta controlada. Sin embargo, esta forma de implementar el control es más eficiente desde el punto de vista numérico y por ello será la empleada para la obtención de los resultados de simulación que se presentan en el capítulo siguiente.

## 6.- RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Las estructuras de control planteadas en el capítulo anterior son evaluadas en éste mediante el uso de herramientas de simulación. Para ello se ha empleado Simulink, el entorno de simulación de Matlab, como método para la obtención de resultados en diferentes condiciones de ocupación de un supuesto enlace compartido.

Es evidente que el modelo de simulación empleado no constituye un verdadero SCBR ya que no hay ningún medio de comunicación compartido que establezca el enlace entre el controlador y el modelo (simulado) de la planta. La implementación de un verdadero SCBR implica la existencia física de un enlace compartido (por ejemplo, una implementación utilizando Profibus) así como la disponibilidad de un buen número de procesos a controlar que impongan al sistema un volumen de información transmitida, razonablemente elevado. Sólo en estas condiciones la carga del enlace provocará los retrasos de acceso y propagación que limitan el ancho de banda de los enlaces. La limitación en el ancho de banda obliga a utilizar frecuencias menores de lo que sería deseable para el cumplimiento de las especificaciones, lo cual implica una degradación de las prestaciones. Las soluciones propuestas emplean el modelo de la planta controlada para reemplazar la información perdida en la comunicación. El controlador que proporciona esta información puede implementarse mediante una matriz de transferencia LTI o mediante una estructura periódica basada en los operadores *skip* y *expand*.

En condiciones ideales, si el modelo de la planta es perfecto, la información recuperada sustituye sin errores a la información perdida. Por el contrario, si el modelo no es perfecto la información reconstruida no coincidirá exactamente con la eliminada en la transmisión, lo cual llevará a errores en el comportamiento del bucle de control. El modelo de simulación se empleará para analizar la robustez de las soluciones propuestas, comparando la respuesta obtenida en condiciones ideales, con la correspondiente al modelo con incertidumbre.

### 6.1.- Modelo de simulación

La figura 6.1 muestra el modelo de simulación empleado en la obtención de los resultados que se presentan en el presente capítulo. Dicho modelo se ha construido empleando un lenguaje de simulación orientado a bloques: Simulink.

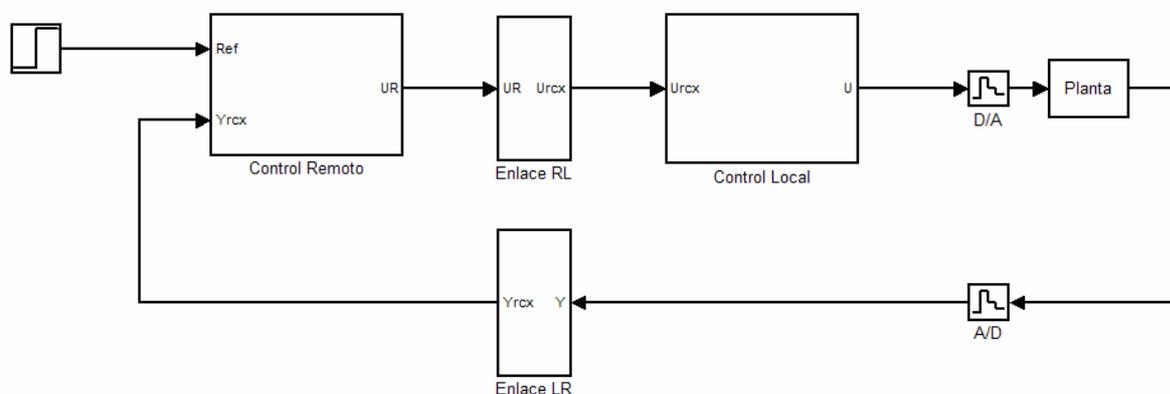


Figura 6.1.- Modelo de simulación del SCBR

Por motivos de claridad, el modelo ha sido construido con una estructura jerárquica. Los elementos que integran el nivel superior de la jerarquía son los que se relacionan a continuación:

- Planta controlada: Función de transferencia continua que modela el comportamiento dinámico del proceso controlado. La salida constituye la variable de interés, objeto de control, que debe ser muestreada para aplicar la correspondiente conversión A/D.
- Enlace LR: Modela el medio de comunicación compartido con el emisor en el extremo local y el receptor en el remoto. En este bloque se implementarán las operaciones de diezmado y expansión, así como el retraso implicado en el acceso al medio y la propagación de la información.
- Control remoto: Implementa la estructura de control situada en el extremo remoto del SCBR. Recibe como entradas la señal de referencia y la señal recibida a través del enlace LR. Genera como salida la acción de control a transmitir hacia el extremo local.
- Enlace RL: Modela el medio de comunicación compartido con el emisor en el extremo remoto y el receptor en el local.
- Control local: Implementa la estructura de control situada en el extremo local del SCBR. Recibe como entradas la señal de referencia y la señal de acciones de control recibida a través del enlace RL. Genera como salida la secuencia de acciones de control que se aplicarán de manera efectiva sobre la planta controlada, después de la oportuna retención que implementa la conversión D/A.

Los controladores y los enlaces están implementados en un segundo nivel de jerarquía, que se describe en los siguientes apartados.

### **6.1.1.- Modelo de simulación del medio de comunicación compartido**

La figura 6.2 muestra la implementación del medio de comunicación compartido para los enlaces LR y RL. Para implementar la reducción de frecuencia se ha empleado un operador *skip* (*downsampling*), que implementa la operación de diezmado, con multiplicidades  $N_{LR}$  y  $N_{RL}$ . Este operador tan sólo deja pasar la primera de cada grupo de  $N_{LR}$  o  $N_{RL}$  muestras consecutivas, eliminando el resto. Con esto se implementa la pérdida de información motivada por las limitaciones de ancho de banda. En recepción se ha empleado un operador *expand* (*upsampling*) que expande la secuencia recibida, rellenándola con muestras nulas, para adaptarla al periodo de muestreo básico al que opera el controlador remoto.

Entre las operaciones de *skip* y *expand*, que corresponden a los extremos emisor y receptor, respectivamente se ha situado un retraso de un periodo de muestreo ( $z^{-1}$ ). Este retraso modela el efecto que tendrán el retraso de acceso al medio compartido y el retraso de propagación de la señal. Si la suma de estos dos retrasos no excede al periodo de muestreo asociado al enlace (esto es,  $T_{LR}=N_{LR}\cdot T$ ) y los relojes de emisor y receptor están sincronizados, el retraso percibido por el receptor será siempre igual a un periodo de muestreo, independientemente de la aleatoriedad del retraso de acceso al medio. Por el momento no se considerará otra posibilidad diferente de ésta pero en el capítulo siguiente se analizará el SCBR en presencia de desfase en lo que constituye la segunda parte de

este trabajo. De este modo, además de la pérdida de información, el enlace LR impone un retraso constante e igual a  $N_{LR}$  veces el periodo de muestreo básico del SCBR.

El modelo del enlace RL es exactamente igual al descrito para el enlace LR sólo que, en este caso, la multiplicación asociada viene dada por  $N_{RL}$ . El retraso impuesto por este enlace será, por tanto,  $T_{RL}=N_{RL}\cdot T$ .

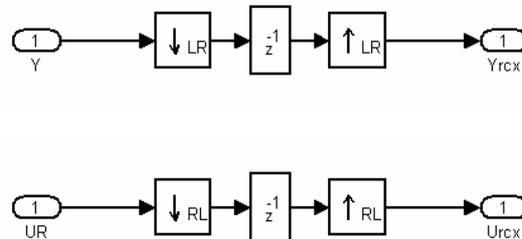


Figura 6.2.- Modelo de simulación de los enlaces LR y RL

### 6.1.2.- Modelo de simulación de los controladores remoto y local

En la figura 6.3 se muestra el modelo de simulación correspondiente a la estructura de control remota. La secuencia de muestras que ha sido recibidas a través del enlace LR después de ser expandida, se superpone a la secuencia generada por el reconstructor de información. El resultado es comparado con la secuencia de referencia dando lugar a la señal de error remota. Dicha señal de error se emplea como entrada al controlador remoto para generar la secuencia de acciones de control que se intentará transmitir a través del enlace RL.

El reconstructor de información se ha implementado mediante operadores *skip* y *expand* y utilizando el modelo equivalente discreto de la planta controlada. En la medida que el modelo utilizado aproxime mejor la dinámica discreta de la planta a periodo básico, la secuencia de muestras reconstruida sustituirá de manera más exacta a las muestras eliminadas en el enlace LR. Obviamente, este modelo de la planta continua deberá incluir los retrasos asociados a la comunicación a través de ambos enlaces.

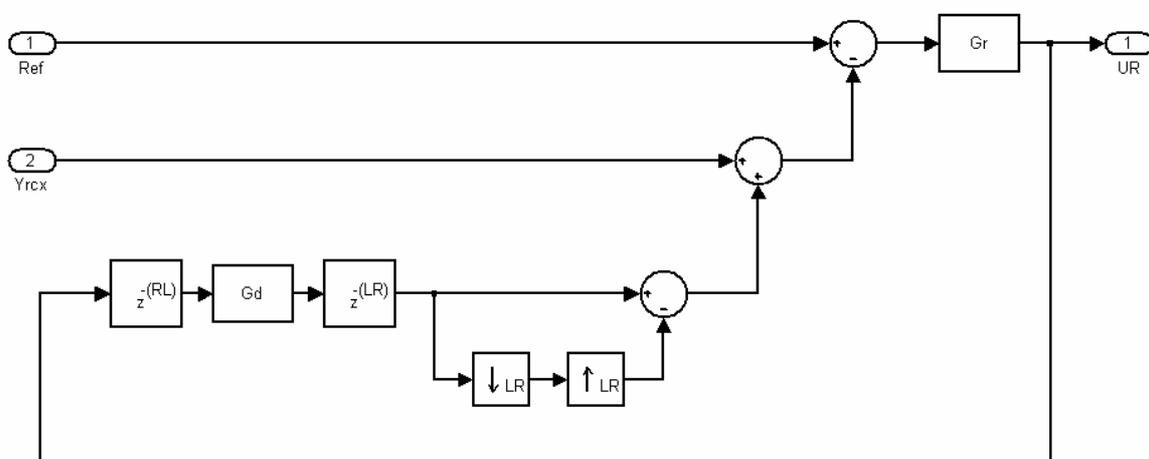


Figura 6.3.- Modelo de simulación del control remoto

Un aspecto importante a destacar en esta implementación es que, como se puede observar en el diagrama de bloques, no se considera pérdida de información en el enlace RL. Esto es porque se asume que, si existe esta pérdida de información, será resuelta por el reconstructor de información en el extremo local del SCBR. Tan sólo se considera el retraso asociado al enlace RL que será igual a  $N_{RL}$  periodos de muestreo básicos ya que la frecuencia asociada a este enlace está determinada por esta multiplicidad.

La estructura de control local tiene por objeto recuperar las acciones de control perdidas en la comunicación RL. Para ello el reconstructor de información debe utilizar el modelo del bucle de control completo, en el que intervienen el modelo de la planta, la señal de referencia y el controlador remoto. En la figura 6.4 se muestra el modelo de simulación correspondiente al control local.

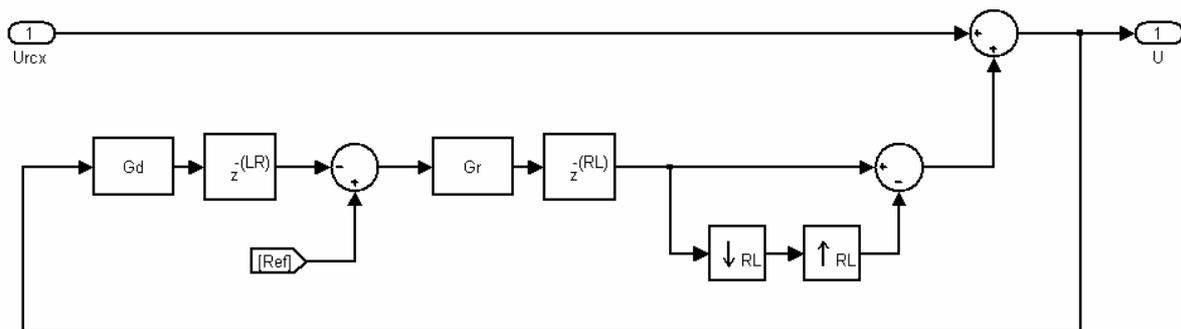


Figura 6.4.- Modelo de simulación del control local

La secuencia de acciones de control recibidas a través del enlace LR es completada sustituyendo las acciones nulas (no transmitidas) por las generadas por el reconstructor. Éste genera la información perdida a partir del modelo de la planta y del controlador remoto, tomando como entrada la secuencia de acciones efectivamente aplicadas sobre la planta. Los retrasos asociados a los dos enlaces son incluidos como parte de la dinámica de la planta y del controlador. No se considera pérdida de información en el enlace LR ya que se asume que ésta va a ser solucionada en la estructura de control remota. El reconstructor debe disponer del modelo de la entrada de referencia empleada en el extremo remoto. Nótese que en el modelo de simulación la referencia no se ha incluido como una entrada, ya que no puede haber conexión directa con la referencia del bucle puesto que la comunicación se realiza a través del enlace compartido. Para una correcta generación de las acciones de control perdidas, el modelo de la señal que se utiliza como referencia debe ser conocido de la misma forma que lo es el modelo de la planta o del controlador remoto.

## 6.2.- Ejemplo de aplicación

A partir del modelo de simulación descrito en el apartado anterior se han obtenido los resultados que se presentan a continuación. Dichos resultados proceden de simulaciones bajo diferentes condiciones del SCBR, tratando de analizar como se modifica el comportamiento del mismo a medida que se incrementan las limitaciones impuestas por el medio de comunicación compartido.

Las figuras que se relacionan en este apartado corresponden a dos tipos de señales. Por un lado están las figuras correspondientes a las señales del enlace LR, por el que se transmite la información adquirida en la variable de interés. En éstas se incluyen

la salida continua de la planta (trazo grueso), la señal de referencia (trazo fino), las muestras capturadas a periodo básico del SCBR (marcas huecas), las muestras recibidas en el extremo remoto del enlace LR (marcas sólidas) y la secuencia de muestras reconstruida por el controlador remoto (asteriscos).

El segundo tipo de señal es la que corresponde al enlace RL por el que se transmiten las acciones de control generadas por el controlador remoto. En estas gráficas se indican las acciones generadas (marcas huecas), las acciones recibidas (marcas sólidas), la secuencia reconstruida (asteriscos) y la acción de control continua (trazo grueso) aplicada sobre la planta, después de la necesaria operación de retención de orden cero, para la conversión D/A.

### 6.2.1.- Condiciones ideales

Con la intención de aplicar las soluciones propuestas para resolver los problemas propios del SCBR se aplicarán sobre la siguiente función de transferencia continua:

$$G_p(s) = \frac{2}{s^2 + 3s + 2} = \frac{2}{(s+1)(s+2)}$$

Para este proceso se ha diseñado, utilizando procedimientos convencionales, un regulador PID analógico para el cumplimiento de las siguientes especificaciones:

- Tiempo de establecimiento: inferior a 2 segundos.
- Sobreoscilación: inferior al 5% (coeficiente de amortiguamiento de 0.707)
- Error de posición nulo

El comportamiento del bucle de control con este regulador PID continuo se considerará como la respuesta ideal ya que no está sometido a ningún tipo de retrasos, pérdidas de información, ni a las limitaciones asociadas a la discretización.

La implementación de este regulador se va a realizar de forma digital por lo que es necesaria la discretización del mismo. El periodo de muestreo empleado para la obtención de la versión discreta del regulador diseñado es de 0.1 segundos. Este será el periodo de muestreo básico del SCBR. Se asume que este periodo de muestreo viene impuesto por las limitaciones de la implementación del control (sensor, actuador, convertidores A/D y D/A, comunicación control-planta,...). El funcionamiento del bucle de control con el regulador digital será tanto más cercano al que se obtiene con el regulador continuo cuanto menor sea el periodo de muestreo. Sin embargo, el periodo elegido resulta suficiente para las prestaciones que se pretenden conseguir. En condiciones ideales (ausencia de retrasos y pérdida de información) la respuesta obtenida no debería diferir demasiado del comportamiento con el PID continuo. La función de transferencia de este regulador PID discreto se ha modificado para contemplar la presencia de un retraso igual a dos periodos de muestreo (uno por cada sentido de la comunicación control-planta). Se asume de este modo que existe un retraso asociado a las conversiones o a la comunicación que, por pequeño que sea, desde el punto de vista del receptor es completado hasta un periodo de muestreo. La compensación del retraso se ha realizado utilizando el conocido predictor de Smith (descrito en [Smi57]), mediante el cual se modifica el controlador a partir de la dinámica discreta de la planta. Con esta modificación el comportamiento del bucle es suficientemente cercano al ideal incluso en presencia del retraso. Las figuras 6.5 y 66 muestran las señales obtenidas en estas condiciones.



Figura 6.5.- Enlace LR: SCBR-1F(1,1)

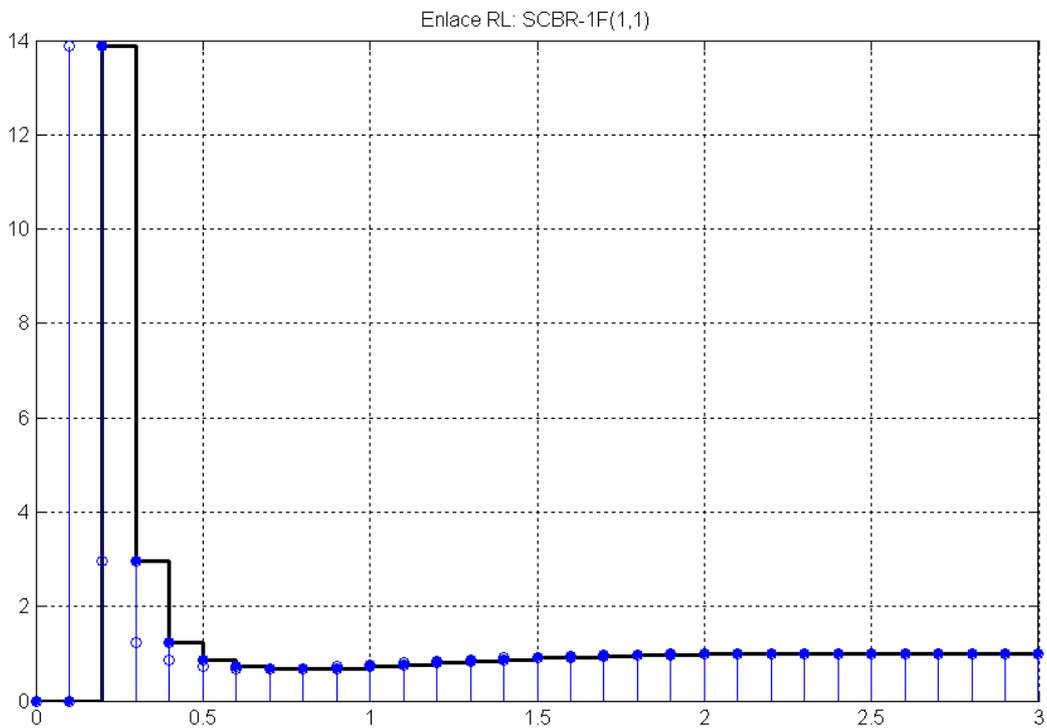


Figura 6.6.- Enlace RL: SCBR-1F(1,1)

## 6.2.2.- Limitaciones en la comunicación

Partiendo de esta situación inicial se impone la restricción de que la transmisión de la información está sometida a limitaciones propias de la utilización de un medio de comunicación compartido. En este caso, la limitación impuesta implica que la tasa de información transmitida por unidad de tiempo se ve reducida por un factor de tres. Esto supone que, al menos uno de los enlaces, se ve obligado a reducir la frecuencia de la señal discreta transmitida empleando un periodo de muestreo de 0.3 segundos. De esta forma, tan sólo una de cada grupo de tres muestras o acciones es efectivamente transmitida hacia el receptor. Las dos restantes son eliminadas en el emisor, permitiendo de esta forma la utilización compartida del medio por parte de otros dispositivos.

En un bucle de control convencional, esta limitación impondría la reducción de la frecuencia de control (esto es, el aumento del periodo de muestreo) dando lugar a un bucle monofrecuencia con periodo de muestreo tres veces superior al que sería deseable en base a las especificaciones planteadas. Las figura 6.7 y 6.8 muestran los resultados en estas condiciones. El muestreo de la variable de interés y la aplicación de acciones de control se realiza cada 0.3 segundos. Al igual que en caso anterior está presente el inevitable retraso de un periodo de muestreo en ambos sentidos de la comunicación. Se ha empleado el mismo regulador PID del caso ideal, sólo que ahora se ha discretizado para 0.3 segundos, compensando el retraso presente en el bucle. Como resulta evidente de la observación de la señal de salida, no se cumplen las especificaciones propuestas y el motivo no es otro que la utilización de un periodo de muestreo claramente insuficiente. El problema con esta solución convencional es que se plantea para el peor de los casos, que es aquel en el que no se permite la posibilidad de emplear en el bucle más que una frecuencia de muestreo y está debe ser la que corresponde el elemento más lento del bucle que, en este caso, es el medio de comunicación. El objetivo de las soluciones propuestas en el capítulo anterior es aprovechar al máximo al ancho de banda disponible.

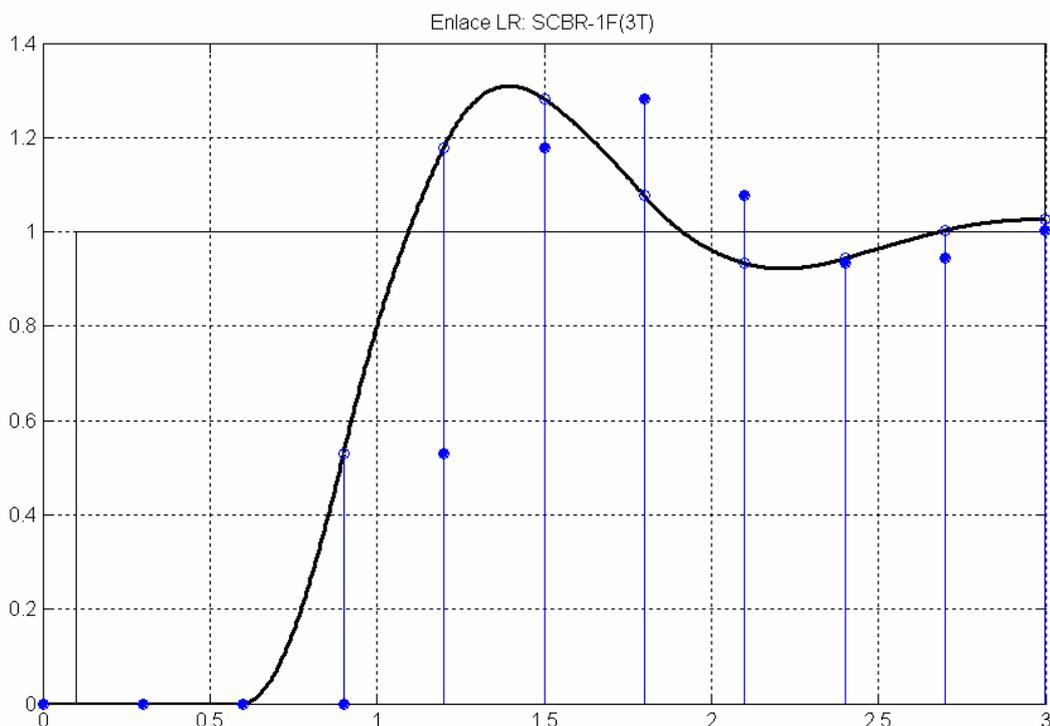


Figura 6.7.- Enlace LR: SCBR-1F(3T)

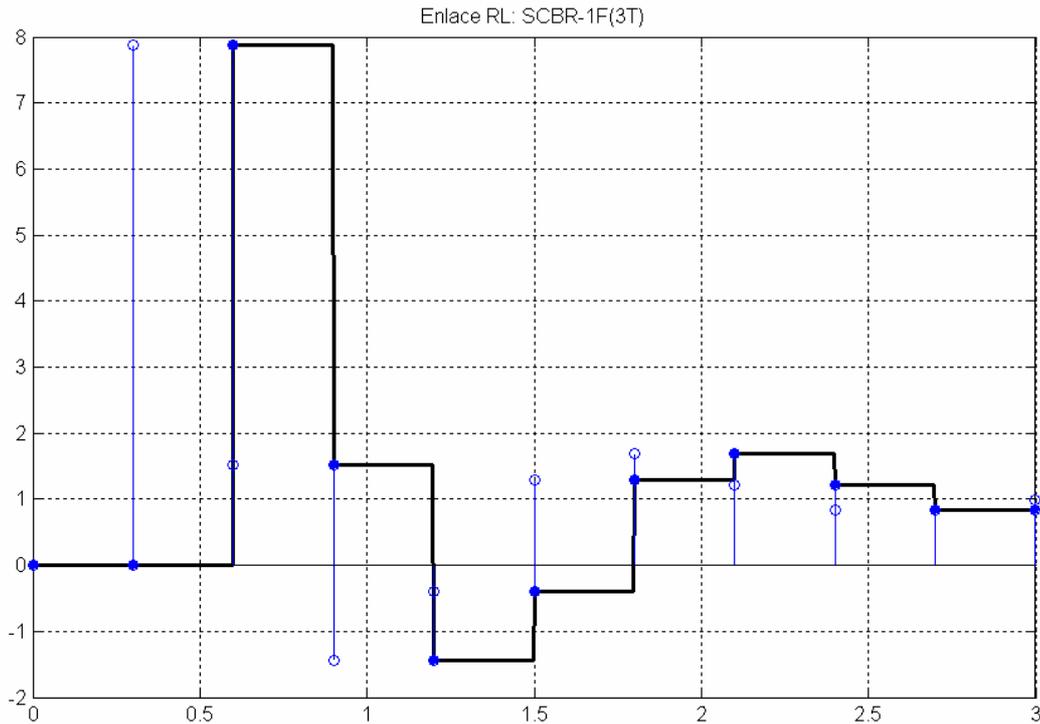


Figura 6.8.- Enlace RL: SCBR-1F(3T)

El bucle de control monofrecuencia con periodo 0.3 corresponde al caso peor de todos los posibles en los que, al menos uno de los enlaces de comunicación no admite frecuencias más altas. El caso mejor es el bucle monofrecuencia con periodo 0.1. Entre estos dos casos extremos se pueden plantear las siguientes posibilidades:

- SCBR-2F(3,1)
- SCBR-2F(1,3)
- SCBR-2F(3,3)
- SCBR-3F(3,2)
- SCBR-3F(2,3)

Las figuras 6.9 a 6.18 muestran las respuestas del SCBR para todos estos casos intermedios. En todos ellos, hay al menos una de las señales en la que no se transmite toda la información disponible en el emisor. En función de las multiplicidades asociadas a los enlaces, se ha aplicado la solución propuesta en el capítulo anterior. En el receptor del enlace con pérdida de información, el reconstructor recupera las muestras o acciones no transmitidas. De esta forma, las muestras reconstruidas (asteriscos) sustituyen a las muestras capturadas (marcas huecas), ocupando el lugar de las muestras recibidas (marcas sólidas). En todos los casos se ha empleado el regulador PID diseñado para el caso ideal (esto es, discretizado para 0.1 segundos de periodo de muestreo), modificado para compensar el retraso presente en el bucle. Este retraso es igual a la suma de los periodos de muestreo asociados a ambos enlaces, ya que se asume un retraso unitario en cada uno de los dos enlaces.

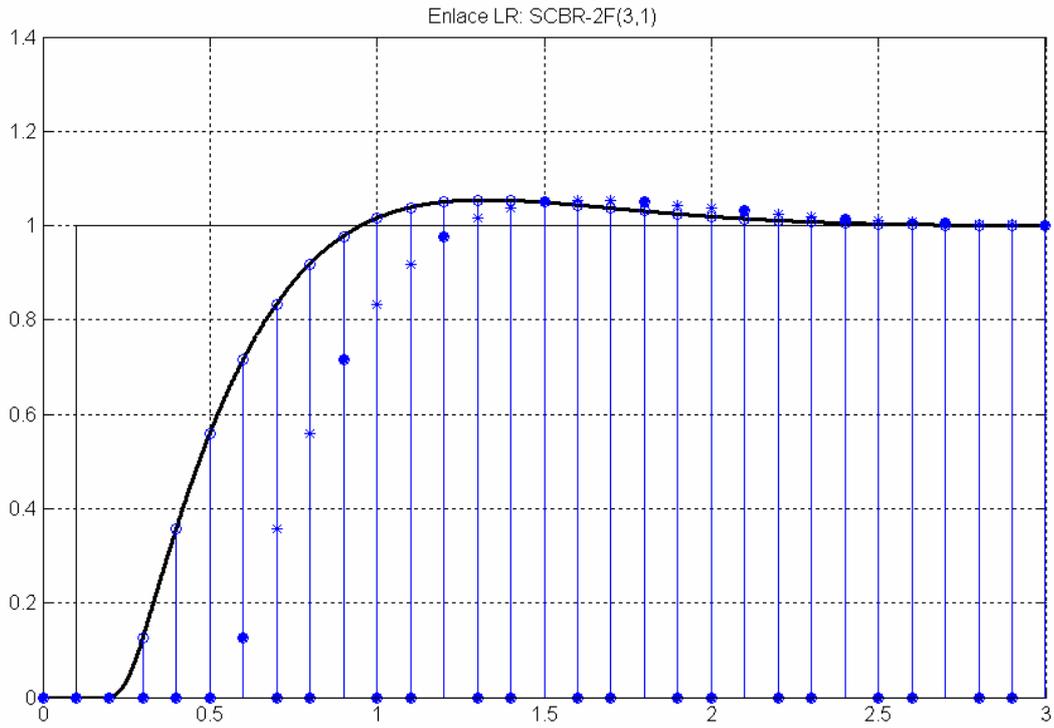


Figura 6.9.- Enlace LR: SCBR-2F(3,1)

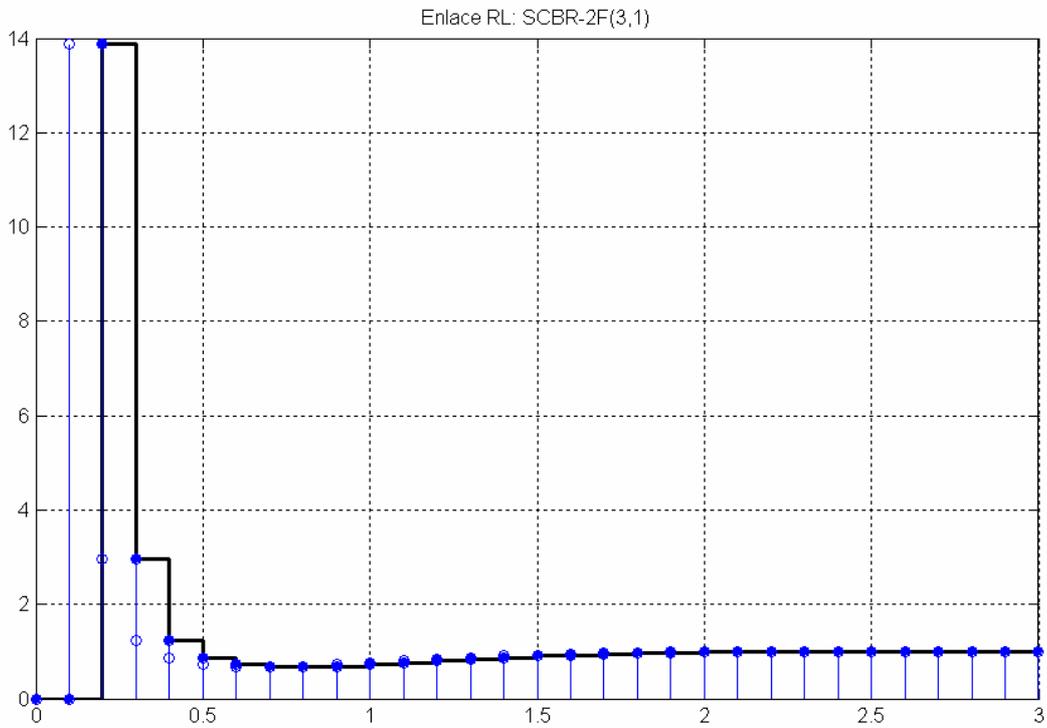


Figura 6.10.- Enlace RL: SCBR-2F(3,1)

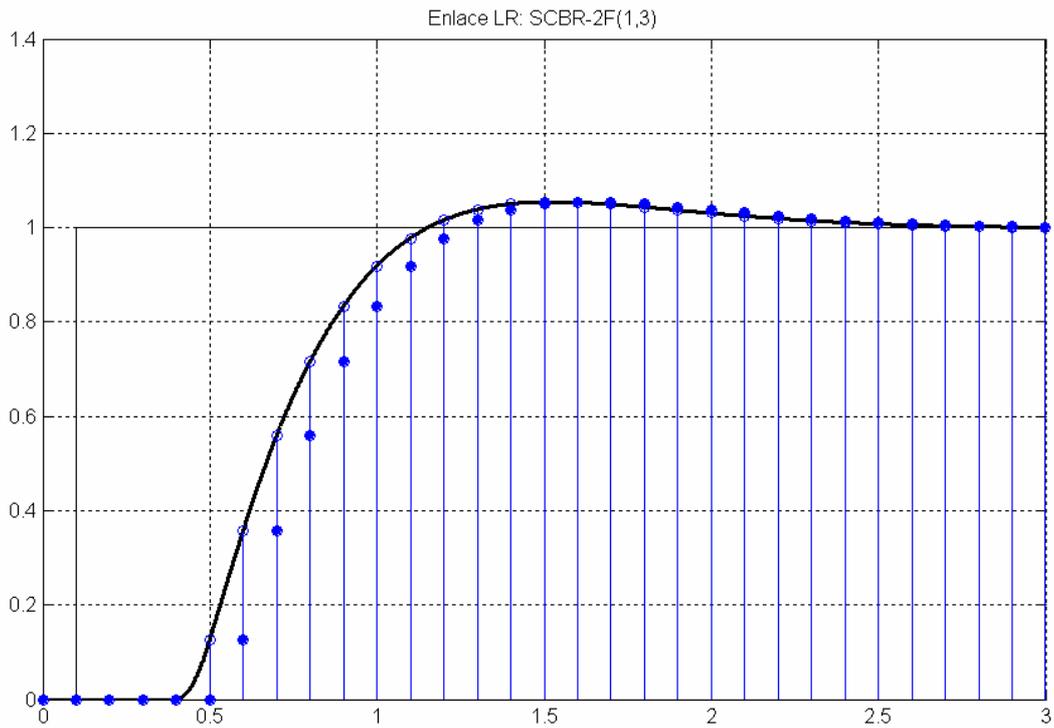


Figura 6.11.- Enlace LR: SCBR-2F(1,3)

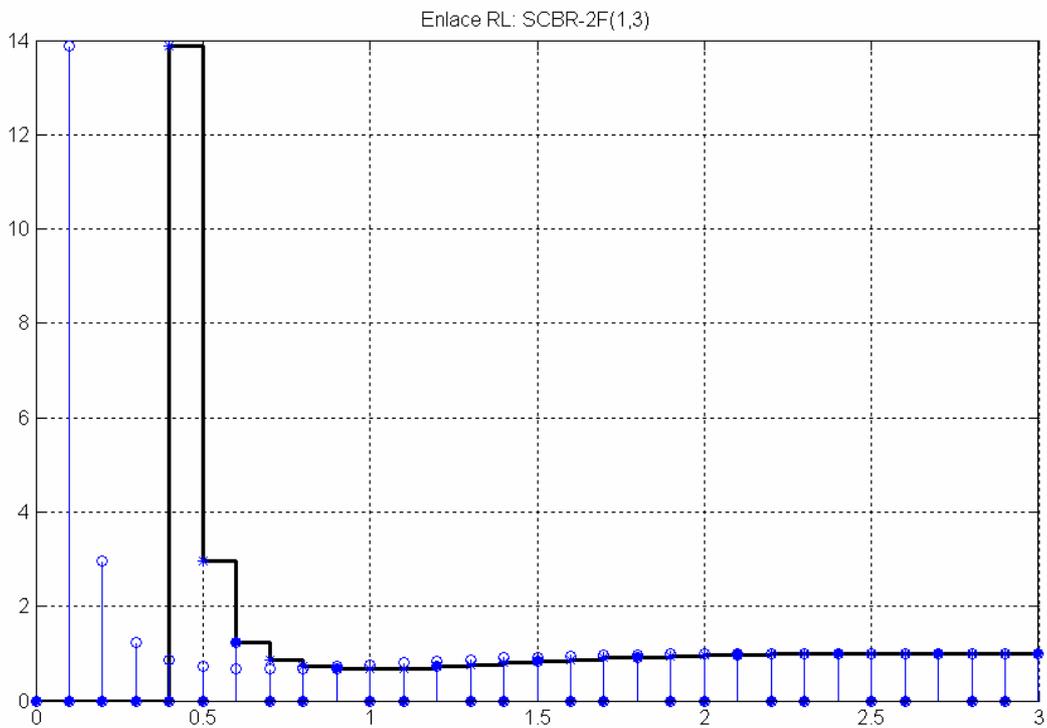


Figura 6.12.- Enlace RL: SCBR-2F(1,3)

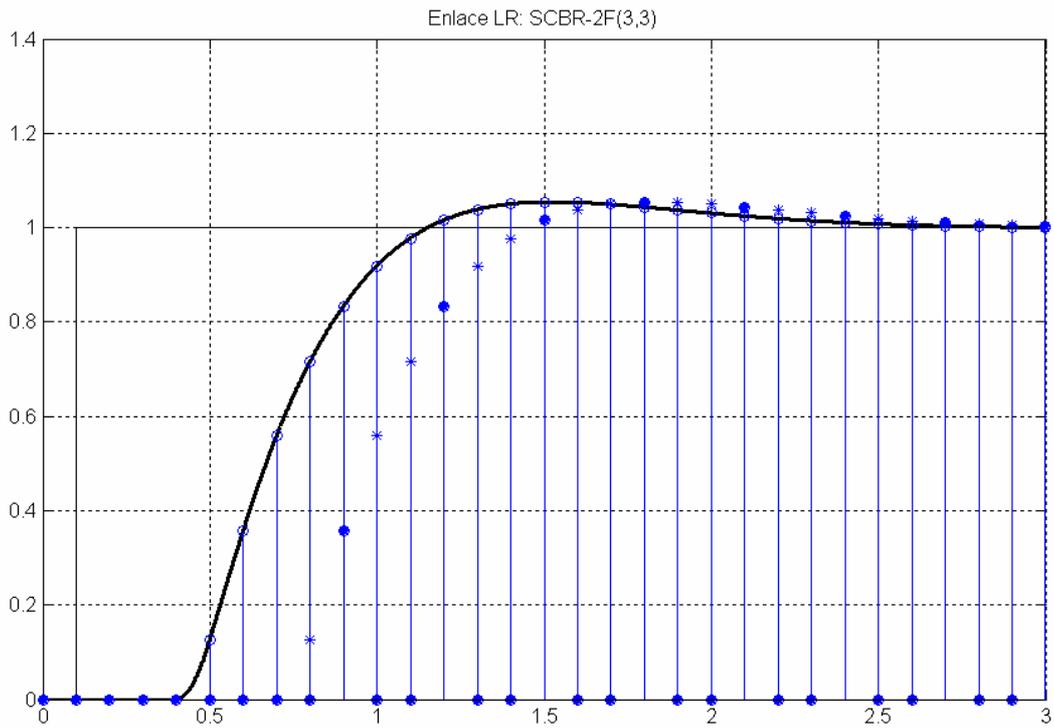


Figura 6.13.- Enlace LR: SCBR-2F(3,3)

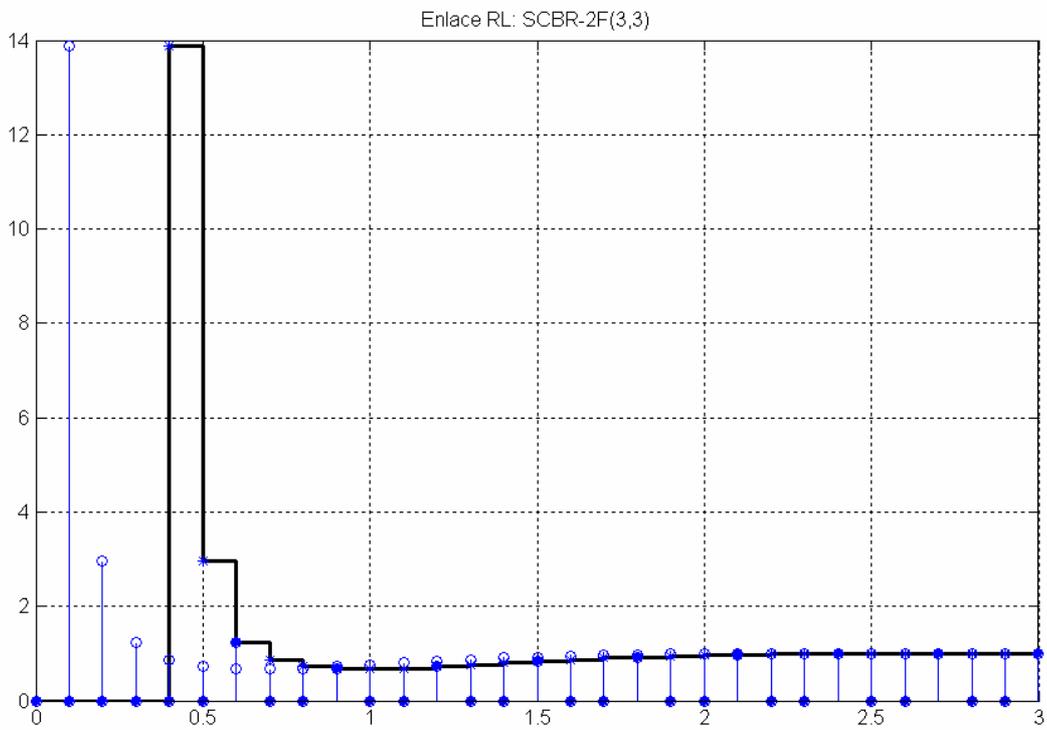


Figura 6.14.- Enlace RL: SCBR-2F(3,3)

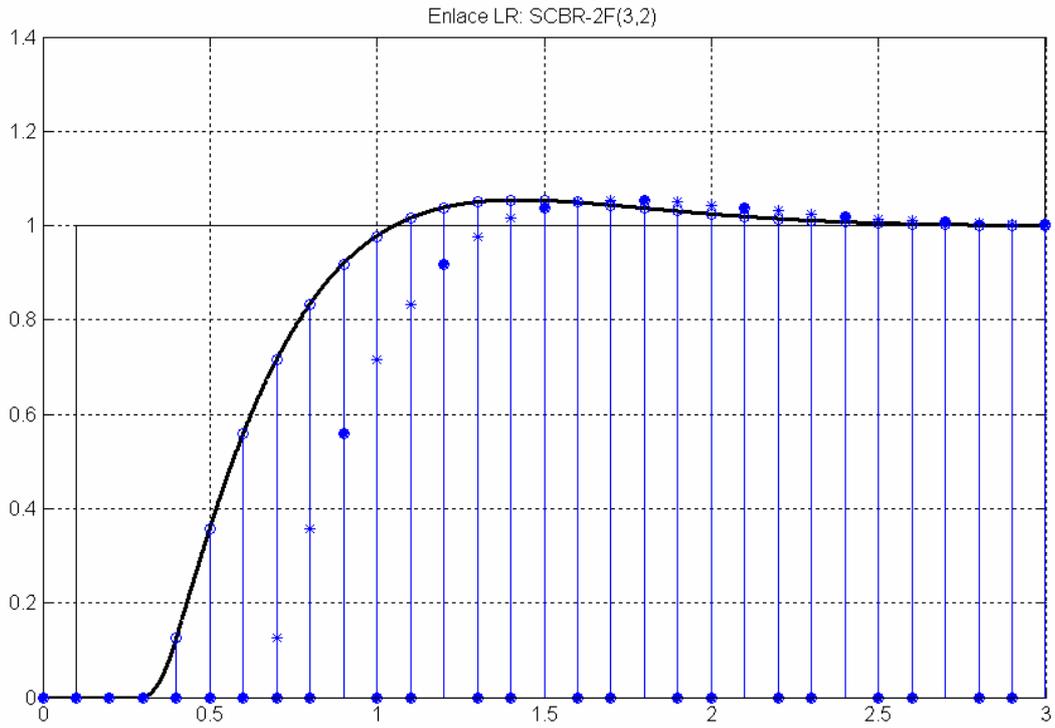


Figura 6.15.- Enlace LR: SCBR-3F(3,2)

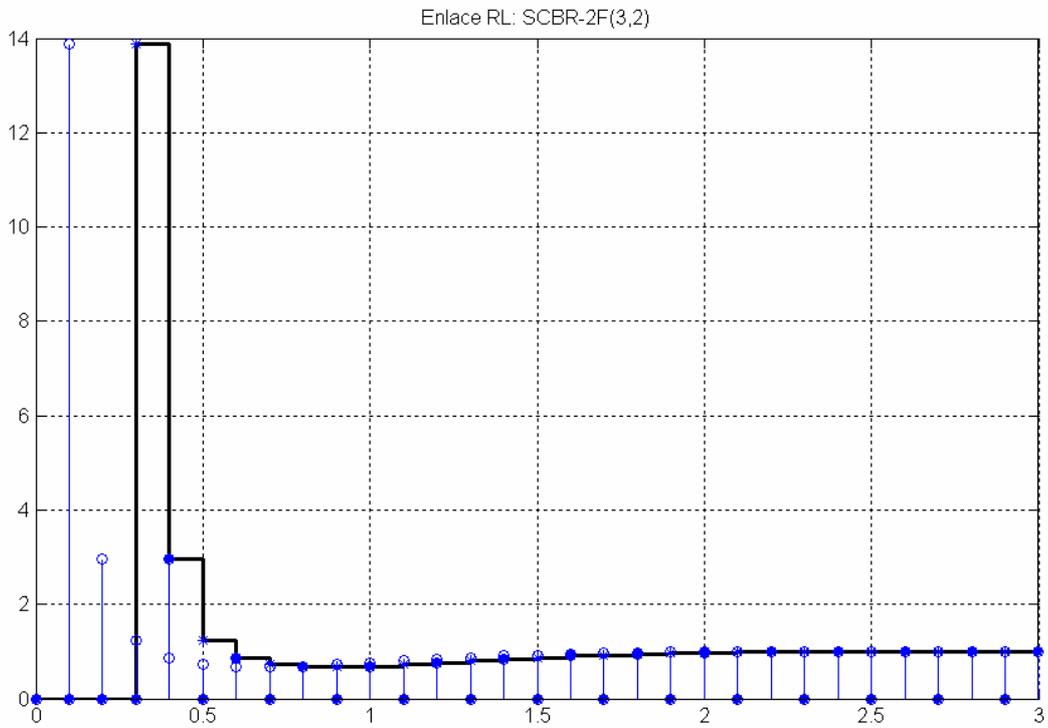


Figura 6.16.- Enlace LR: SCBR-3F(3,2)

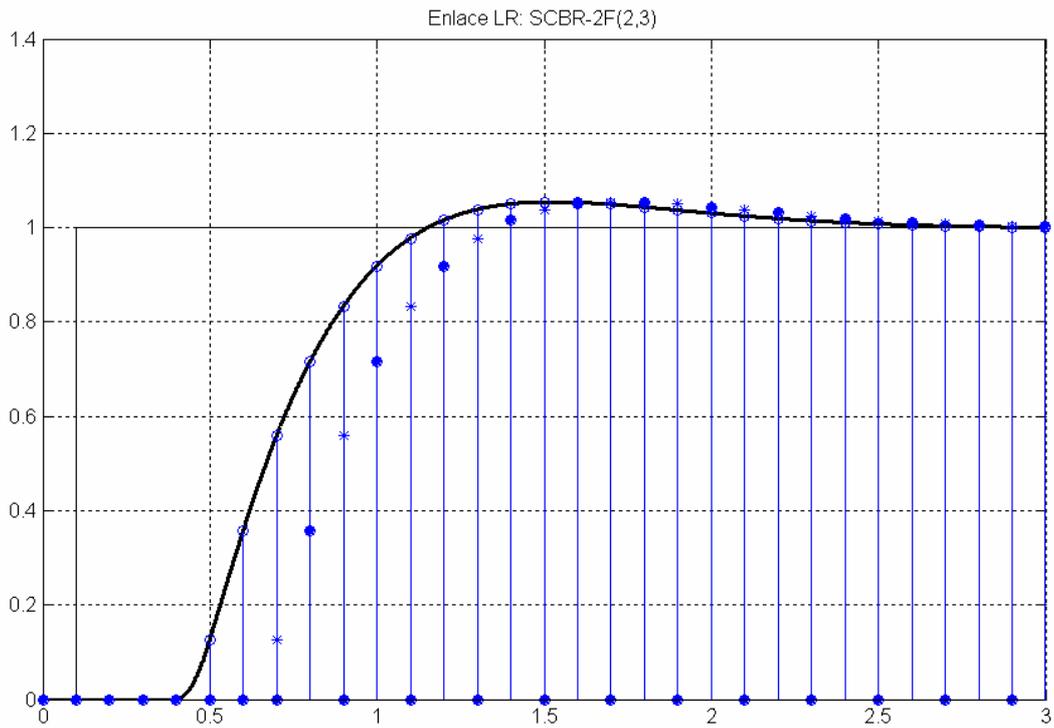


Figura 6.17.- Enlace LR: SCBR-3F(2,3)

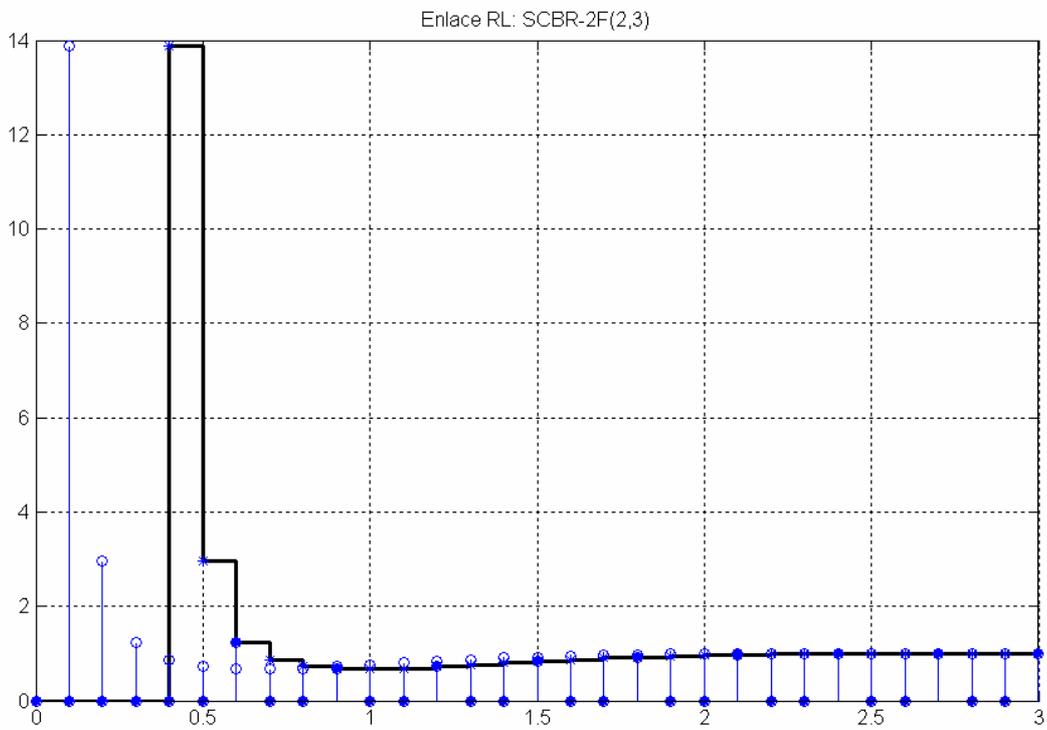


Figura 6.18.- Enlace RL: SCBR-3F(2,3)

### 6.2.3.- Robustez de las soluciones propuestas

En todos los ejemplos que se muestran en las figuras anteriores, el modelo utilizado en los reconstructores es el equivalente discreto de la planta controlada sin errores. Es decir, el modelo es perfecto y, por lo tanto, la reconstrucción es perfecta. El comportamiento final del bucle de control se ajusta sin problemas a las especificaciones de funcionamiento planteadas en el diseño del regulador en ausencia de limitaciones en la comunicación, independientemente de la frecuencia de las señales discretas transmitidas por ambos enlaces del SCBR. Una situación más cercana a la realidad implicaría cierta incertidumbre en el modelo de la planta controlada, esto es, cierto error en el modelo discreto del comportamiento dinámico empleado en el reconstructor de información. Debido a esto la información reconstruida no será exactamente igual a la información pérdida durante la comunicación. Estas diferencias llevarán a una degradación de las prestaciones, separándose del comportamiento deseado, determinado por las especificaciones utilizadas en el diseño del regulador. En las figuras 6.19 y 6.20 se muestran los resultados asumiendo un 10% de error en el coeficiente de amortiguamiento del modelo de la planta controlada.

En ambos enlaces se aprecia el error cometido por el reconstructor de información ya que el modelo del que se dispone no refleja con total exactitud lo que sucede en la planta real. Estos errores conducen a la generación de acciones de control inapropiadas o a la aplicación de acciones de control distintas a las calculadas por el regulador. En cualquiera de los casos, esta incertidumbre en el modelo es fuente de inestabilidad para el control. La influencia de la incertidumbre será tanto mayor cuanto más información reconstruida y menos transmitida se utilice. La multiplicidad del enlace LR ( $N_{LR}$ ) determina la cantidad de muestras perdidas en la comunicación y la multiplicidad del enlace RL ( $N_{RL}$ ) la cantidad de acciones de control no transmitidas. Serán estos parámetros los que determinarán la sensibilidad del sistema frente a la incertidumbre en el modelo.

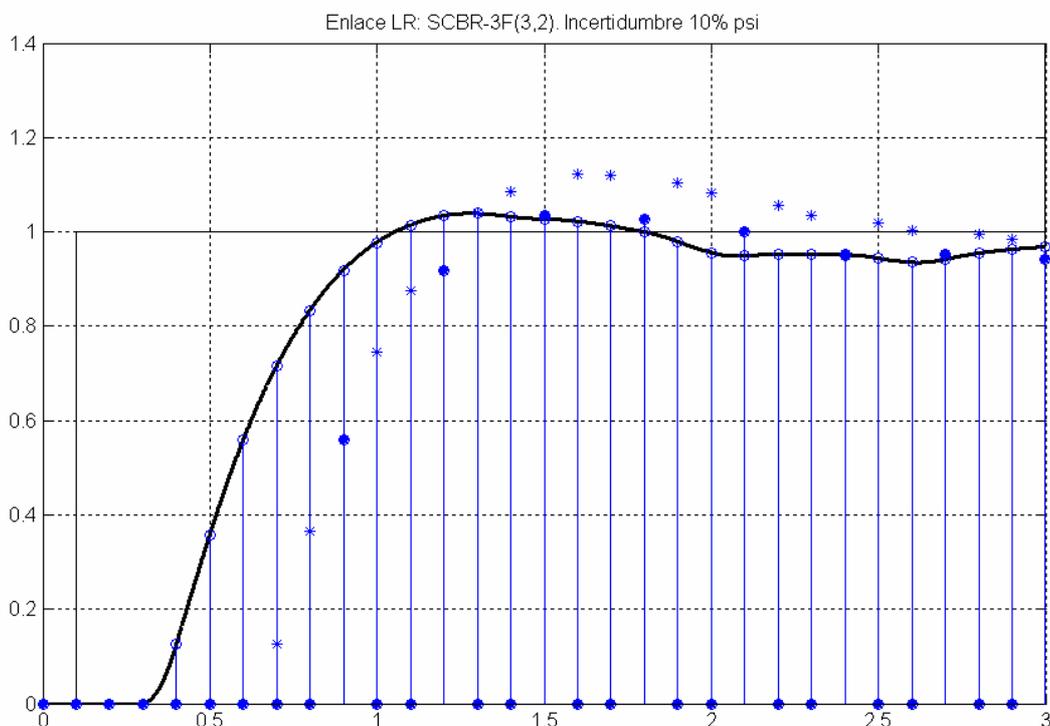


Figura 6.19.- Enlace LR: SCBR-3F(3,2) con incertidumbre en el modelo

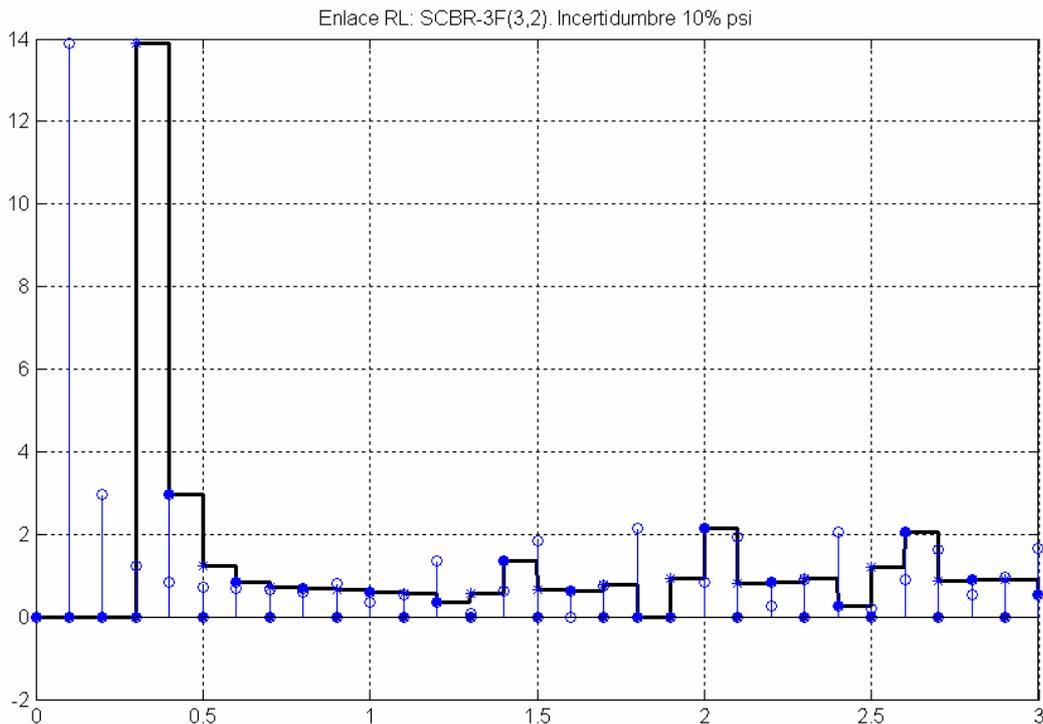


Figura 6.20.- Enlace RL: SCBR-3F(3,2) con incertidumbre en el modelo

Tal y como se ha mencionado el bucle de control será tanto más sensible a la incertidumbre en el modelo cuanto más información sea eliminada, debido a las limitaciones en el ancho de banda del medio de comunicación compartido. Para poner de manifiesto este hecho se han realizado una serie de simulaciones, modificando la función de transferencia de la planta continua pero no el modelo empleado en los controladores remoto y local. En estas condiciones la respuesta difiere de la que se obtiene en condiciones ideales y el error es tanto mayor cuanto mayor es la diferencia entre el modelo y la planta.

En las figuras 6.21, 6.22 y 6.23 se muestra la variación del error frente al tanto por ciento de modificación de la ganancia estática, el coeficiente de amortiguamiento y la pulsación natural, respectivamente. La variación se ha realizado entre un 90% y un 110% del valor nominal de cada uno de los tres parámetros característicos de la función de transferencia de segundo orden. Los distintos trazados se corresponden a los casos SCBR-1F(caso mejor : T), SCBR-2F(3,1), SCBR-2F(1,3), SCBR-2F(3,3), SCBR-3F(3,2), SCBR-3F(2,3) y SCBR-1F(caso peor : 3T). Como era de esperar, el bucle de control monofrecuencia con periodo de muestreo 0.3 segundos (caso peor) es el que da lugar a los mayores errores. De hecho, ni siquiera en el caso nominal se anula el error como en el resto de situaciones, en las cuales si no hay error en el modelo el comportamiento es exactamente igual al ideal y, por lo tanto, el error es nulo. En las figuras 6.24, 6.25 y 6.26 se muestran los mismos resultados eliminando el caso peor para apreciar mejor las diferencias. El mejor comportamiento ante variaciones en cualquiera de los tres parámetros se obtiene para el caso mejor (1,1), ya que en este caso no se pierde información en el enlace y, por ello los errores de modelado son menos significativos. El peor comportamiento se obtiene para el caso (3,3) porque es en éste en el que la pérdida de información es más acusada ya que se pierden dos de cada tres muestras y acciones de control.

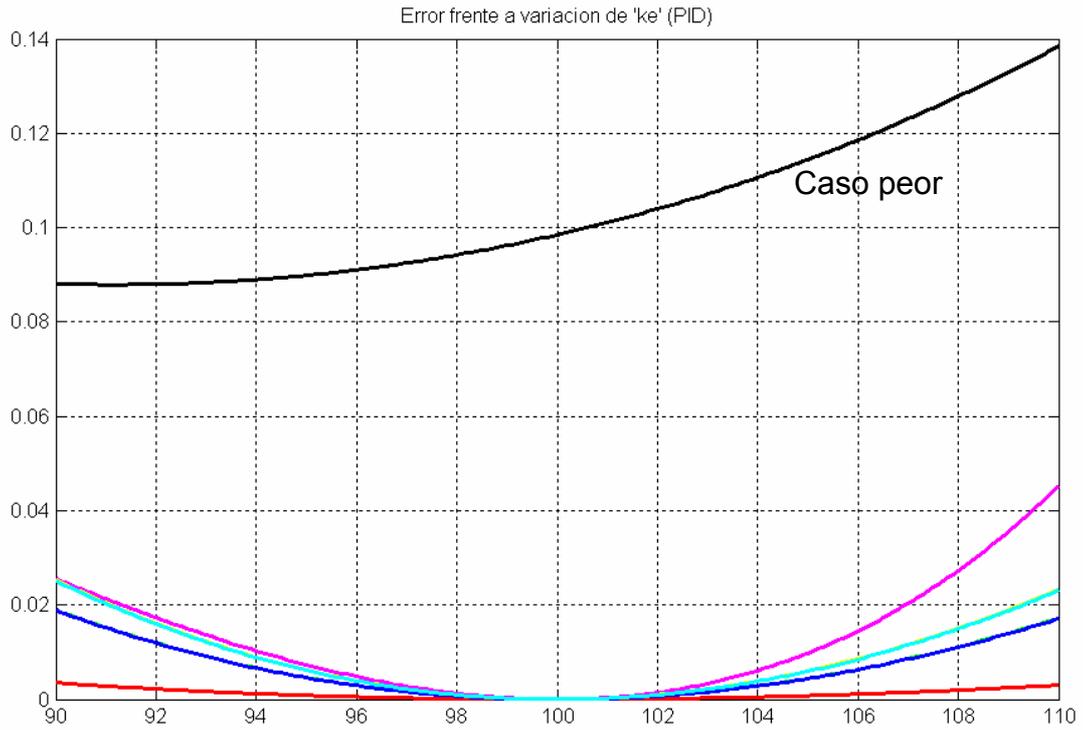


Figura 6.21.- Error frente a variación de la ganancia estática

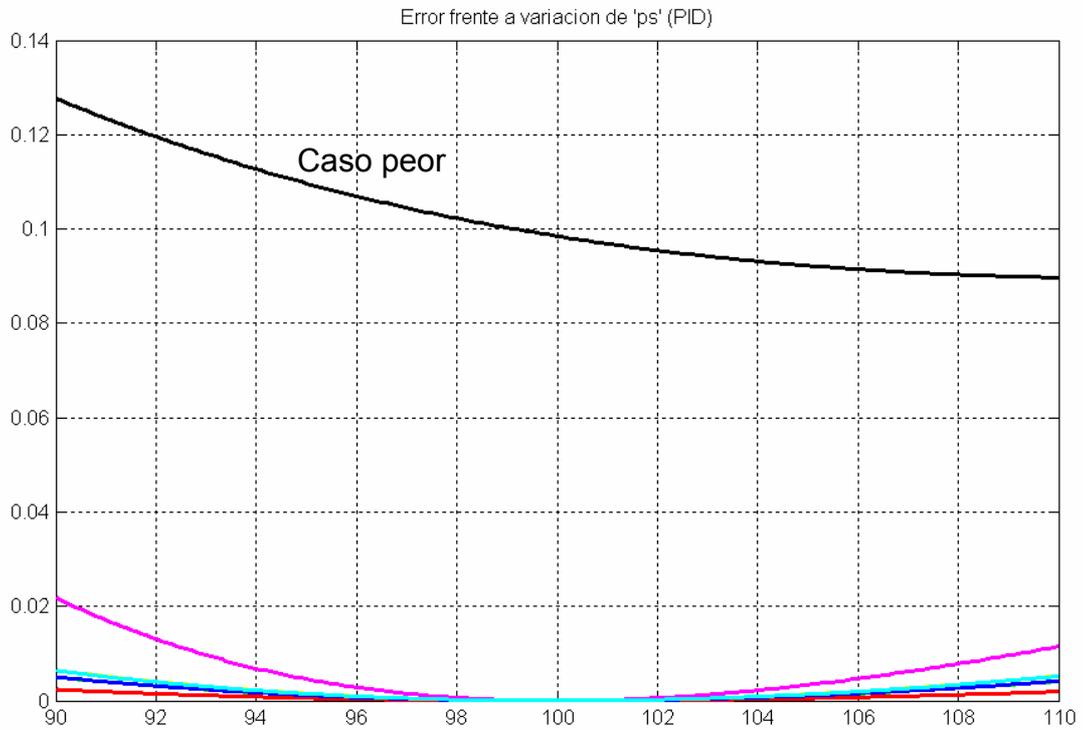


Figura 6.22.- Error frente a variación del coeficiente de amortiguamiento

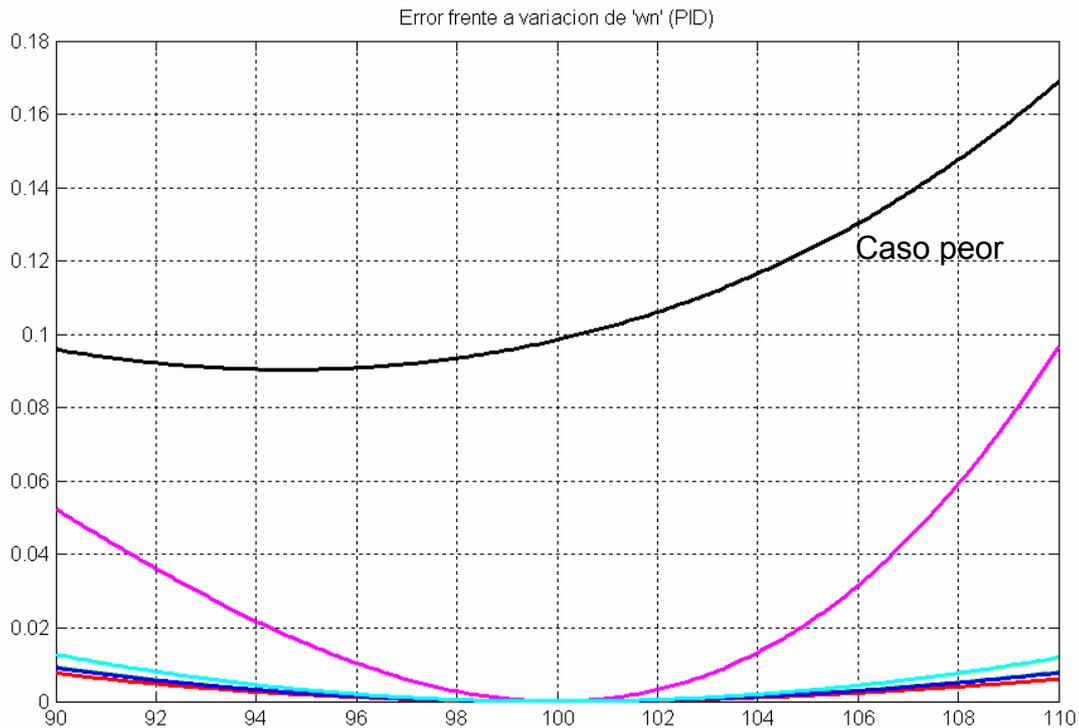


Figura 6.23.- Error frente a variación de la pulsación natural

Los casos (1,3) y (3,1) aparecen prácticamente superpuestos en las tres gráficas lo cual es razonable ya que en ambos casos la cantidad de información perdida es la misma. La única diferencia es que en un caso se pierden más muestras que acciones de control y en el otro sucede al contrario. Los casos (3,2) y (2,3) también aparecen superpuestos por el mismo motivo. Se observa un ligero empeoramiento en el comportamiento de estos dos últimos casos frente a los dos anteriores ya que la pérdida de información es mayor. Los resultados que se observan en estas gráficas parecen apoyar la conclusión de que cuanto mayor es la limitación presente en el medio de comunicación, relativa a la cantidad de información que es capaz de transmitir, mayor es la dependencia del modelo de la planta controlada. Según esto la robustez de las soluciones propuestas empeora con la reducción del ancho de banda disponible para el bucle de control como, por otra parte, era de esperar. En cualquiera de los casos, todas las soluciones propuestas mejoran la robustez del bucle de control respecto al caso peor que es el vendría impuesto por el ancho de banda del enlace más lento del sistema, si se emplean técnicas de control monofrecuencia convencionales. De este modo se pone de manifiesto el objetivo planteado en el desarrollo del presente trabajo: adaptar la estructura de control para aprovechar al máximo el ancho de banda disponible en el medio de comunicación compartido.

Tal vez la representación de las gráficas en las que se compara la robustez de las distintas alternativas del SCBR no sea demasiado justa. Se está considerando que una opción es mejor que otra teniendo en cuenta únicamente como se desvía la respuesta respecto al caso ideal a medida que aumentan los errores de modelado. Sin embargo, la cantidad de información transmitida no es la misma en todos los casos con lo que el coste, desde el punto de vista del medio de comunicación, no es el mismo. Es cierto que el caso (3,3) es menos robusto que el (1,1) pero no lo es menos que las necesidades de ancho de banda son un 33% menores.

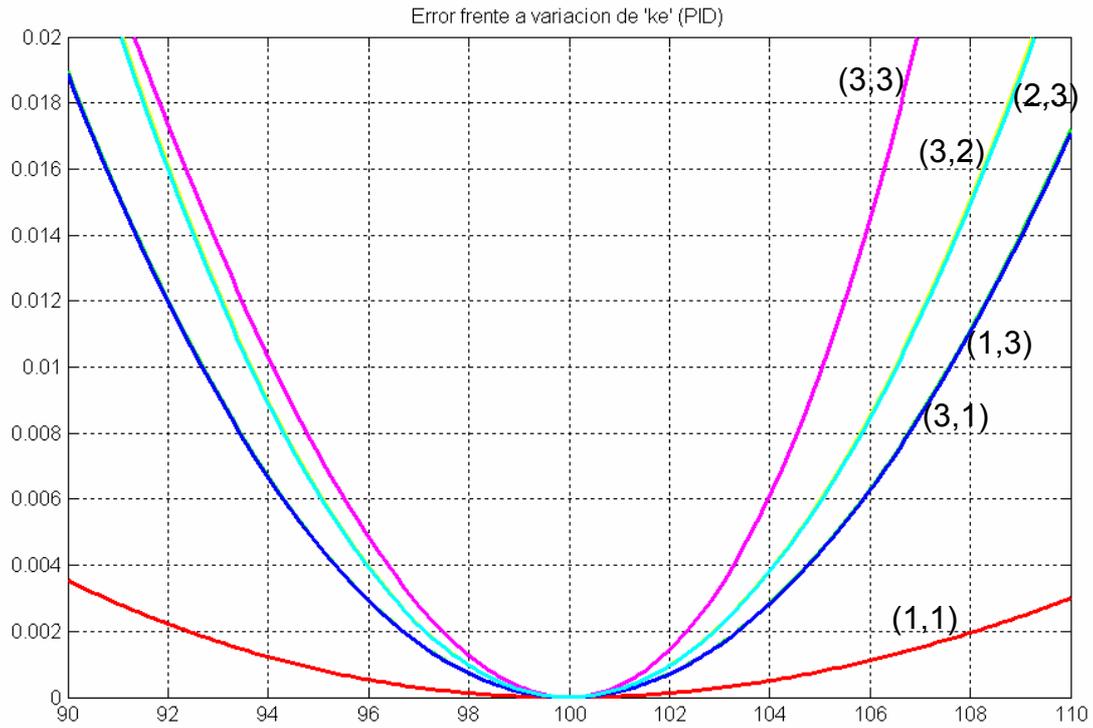


Figura 6.24.- Error frente a variación de la ganancia estática (sin caso peor)

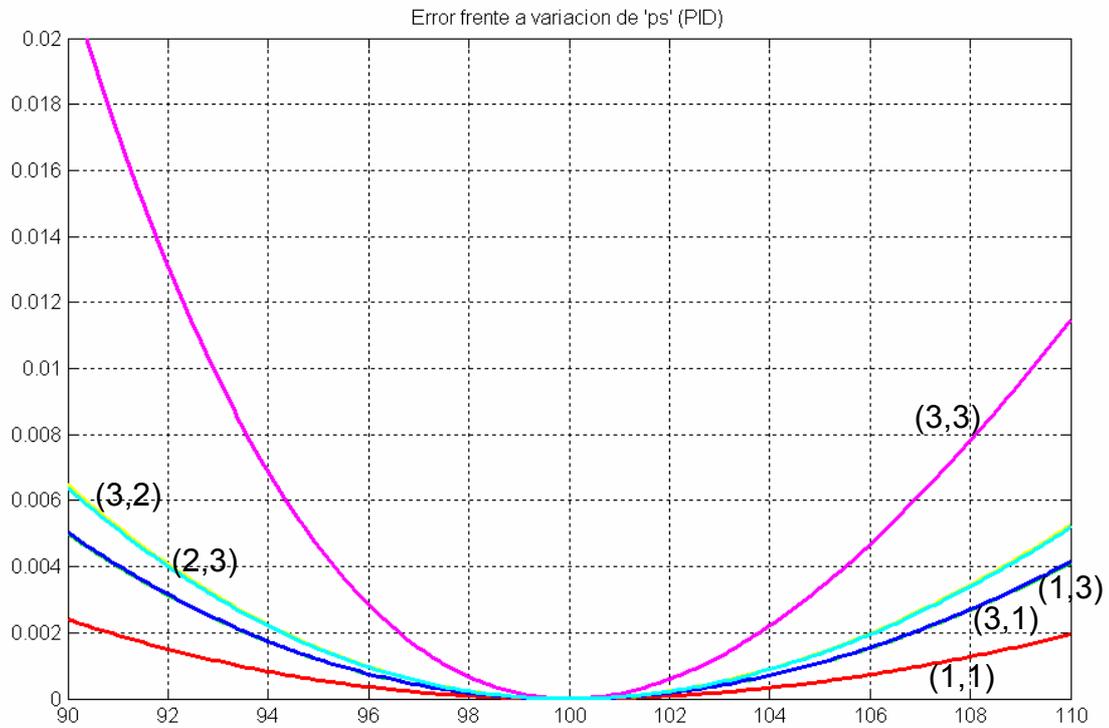


Figura 6.25.- Error frente a variación del coeficiente de amortiguamiento (sin caso peor)

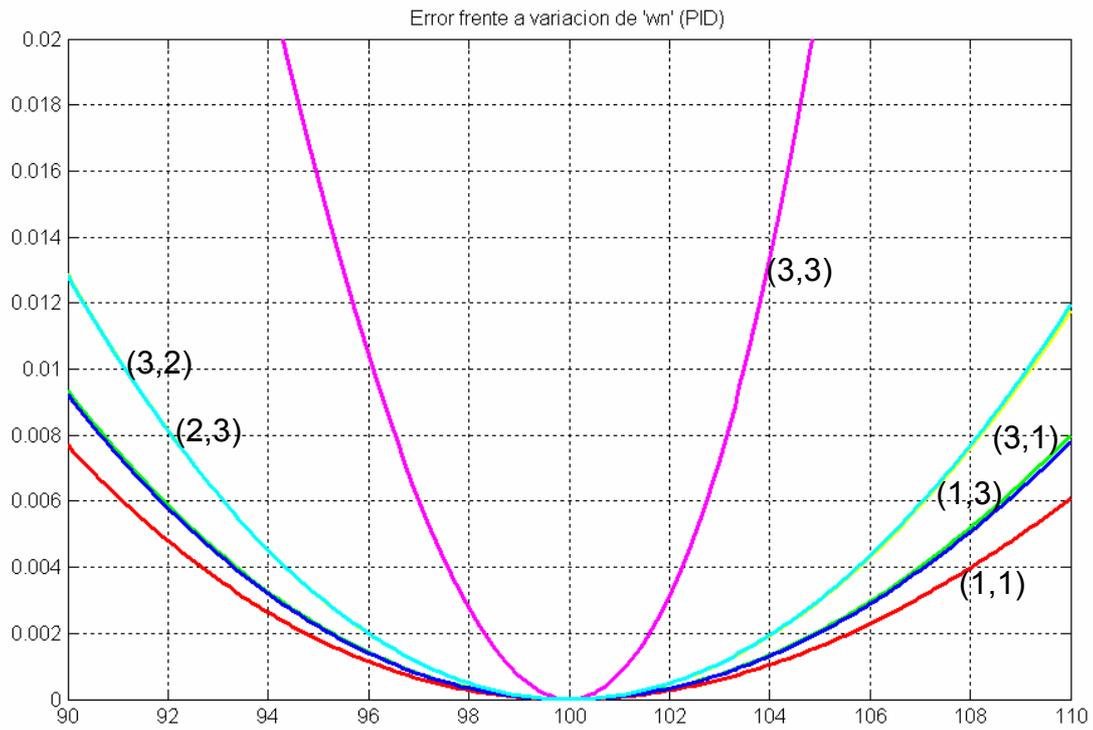


Figura 6.26.- Error frente a variación de la pulsación natural (sin caso peor)



## 7.- CONTROL CON RELOJES DESFASADOS

El trabajo desarrollado hasta el momento asume que la comunicación entre controlador y planta controlada se realiza a través de un medio de comunicación compartido, que es la característica principal de los SCBR. En el capítulo de introducción se describieron los tres inconvenientes que plantea el uso de un enlace compartido:

- Limitación en la frecuencia de muestreo y control.
- Presencia de retrasos de acceso variables en la comunicación.
- Falta de sincronismo control-planta.

El primero de estos inconvenientes supone la obligación de emplear frecuencias bajas (esto es, periodos de muestreo grandes) en la señal discreta transmitida a través del enlace. Debido a ello el volumen de información transmitido puede no ser suficiente para los objetivos de control. Este aspecto ya ha sido analizado y se han propuesto soluciones para paliar los efectos negativos que provoca. La idea general, en la que se basan las soluciones propuestas, es emplear el modelo de la planta controlada para generar información que sustituya a la que se ha perdido debido a las limitaciones propias del enlace compartido.

En el análisis del SCBR realizado hasta el momento en la primera parte del trabajo, se ha considerado la presencia de un retraso igual a un periodo de muestreo en cada enlace. Al ser igual al periodo de muestreo, cuanto menor sea la frecuencia de muestreo de la señal discreta transmitida, mayor será la magnitud de este retraso. El origen de este retraso es la combinación del tiempo que debe esperar el emisor hasta que el enlace esté disponible y del tiempo empleado para transmitir la señal. A pesar de que el retraso se ha considerado constante, una de las características propias del SCBR es la presencia de retrasos de acceso aleatorio, lo cual lleva a que el retraso emisor-receptor será de naturaleza aleatoria. Sin embargo, si el emisor genera información con una frecuencia constante y el receptor la recoge de forma sincronizada con el emisor, tal y como se ha planteado el problema hasta el momento, el retraso efectivo, percibido por el receptor es constante e igual a un periodo de muestreo. Esto será cierto en la medida que el retraso aleatorio real sea siempre inferior a el periodo de muestreo, condición que se impuso en la descripción del escenario del problema.

De este modo, se han tenido en cuenta los dos primeros inconvenientes propios del SCBR. El objetivo de este capítulo, que constituye la segunda parte del trabajo, es analizar el funcionamiento del SCBR cuando el retraso de acceso sucede en presencia de falta de sincronismo y proponer posibles soluciones para los efectos indeseados a los que da lugar. Este es un problema que aparece como consecuencia de que los relojes de emisor y receptor del enlace compartido, aun siendo de la misma frecuencia, no tienen porque estar perfectamente sincronizados. Esta falta de sincronismo, unida al retraso variable en la comunicación, da lugar a ciertas pérdidas y reutilizaciones de información que, obviamente, tendrán una influencia negativa en las prestaciones del sistema. Se analizará el problema desde el punto de vista de la comunicación entre emisor y receptor, sin distinguir si se trata del enlace LR o del RL. La diferencia estriba en que, en el primer caso, el emisor está en el extremo local del SCBR y el receptor en el extremo remoto, mientras que en el segundo caso sucede al contrario.

## 7.1.- El problema de la falta de sincronismo

En el planteamiento realizado en la descripción del escenario del problema se ha asociado un periodo de muestreo con cada uno de los dos enlaces del SCBR. Esto supone que la frecuencia con la que se genera información para ser transmitida coincide con la frecuencia con la que se recoge dicha información. Es cierto que el dispositivo emisor puede generar información con una frecuencia mayor pero la señal discreta generada es adaptada a la frecuencia del enlace antes de la transmisión. Esto se realiza mediante un operador de diezmado. A todos los efectos, esto es equivalente a la existencia de un emisor que genera muestras con la frecuencia propia del enlace.

En estas condiciones, todas las muestras transmitidas son recogidas en el otro extremo del enlace. En un enlace ideal, la información sería recogida en el mismo instante en el que es transmitida y el retraso sería nulo. En un enlace real, existe un retraso en la transmisión de la información que incluye el retraso de acceso y el retraso de propagación. Incluso aunque no se trate de un enlace compartido siempre existirá un retraso de propagación que, por pequeño que sea no será nulo en ningún caso. Debido a esto la utilización de la información para generar una nueva acción de control se producirá al menos un periodo de muestreo después de su captura. Todo esto es cierto si, como se ha supuesto hasta el momento, los relojes del emisor y receptor están sincronizados. En la figura 7.1 se muestra un esquema de tiempos para tratar de clarificar el problema de la falta de sincronismo entre los relojes del emisor y receptor en un enlace compartido. Los instantes marcados en este esquema de tiempos se deben interpretar como sigue:

- Generación (1). Este es el instante de tiempo en el que se genera la información a transmitir. En el caso del enlace LR corresponde con los instantes de captura de muestras por parte del sensor, siempre que estas muestras no vayan a ser eliminadas en el operador de diezmado. En el caso del enlace RL corresponde con los instantes de generación de acciones de control que van a ser efectivamente transmitidas hacia la planta. Se asume que estos instantes suponen el inicio del retraso de acceso al medio compartido al dar lugar a una demanda de utilización del mismo.
- Transmisión (2). Supone el final del retraso de acceso al medio y, por lo tanto, la concesión del uso del enlace compartido al dispositivo emisor de la información. Al mismo tiempo, determina el comienzo del retraso de propagación de la señal.
- Recepción (3). Es el evento que determina el final de la transmisión y con ello la liberación del medio de comunicación que queda disponible para su utilización eventual por parte de otro emisor. La información ha llegado al receptor con lo que ha terminado el retraso de propagación.
- Recogida (4). Determina los instantes en los que el receptor toma la información transmitida, que permanecía esperando disponible desde el instante de recepción, para emplearla como proceda. La ocurrencia de estos eventos viene determinada por la base de tiempos del receptor.

Los tiempos que transcurren entre estos eventos, que están indicados en la figura 7.1, tienen la siguiente interpretación:

- Retraso de acceso ( $\delta_a$ ). Es el tiempo que transcurre entre los instantes de generación y transmisión. La causa de este retraso es la espera a que se ve

sometido el emisor debido a la no disponibilidad del enlace. La información está lista para ser transmitida pero el medio está ocupado por otro dispositivo y, por lo tanto, hay que esperar a que quede libre antes de poder acceder a él. Debido a la naturaleza variable del tráfico de información en el medio compartido, este parámetro ha sido considerado no constante.

- Retraso de propagación ( $\delta_p$ ). Este es el periodo de tiempo que transcurre entre la concesión del enlace al emisor y la llegada efectiva de la información al receptor. La causa que motiva este retraso es que la señal no puede propagarse de forma instantánea por el medio sino que necesita un tiempo para llegar a su destino. Este parámetro depende de múltiples factores (distancia a recorrer, velocidad de transmisión,...) y, en condiciones normales, puede considerarse constante.
- Retraso del enlace ( $\delta$ ). Se obtiene a partir de la suma de los dos anteriores y viene a representar el retraso total desde que la información está lista en el emisor hasta que queda disponible en el receptor. Dado que al menos uno de sus componentes lo es, este parámetro deberá ser considerado aleatorio. Se corresponde con los parámetros  $\delta_{LR}$  y  $\delta_{RL}$ , descritos en el capítulo 3, para los casos del enlace LR y RL, respectivamente.
- Periodo de muestreo del enlace ( $T$ ). Es el tiempo que transcurre entre dos instantes de generación consecutivos o entre dos instantes de recogida consecutivos. Está determinado por la frecuencia de la señal discreta transmitida a través del enlace que, a su vez, viene impuesta por el ancho de banda disponible. Se corresponde con los periodos de muestreo  $T_{LR}$  y  $T_{RL}$ , en función del enlace de que se trate. Es una restricción impuesta en el presente trabajo el hecho de que este periodo de muestreo nunca será inferior al retraso total asociado al enlace, es decir,  $\delta < T$ .

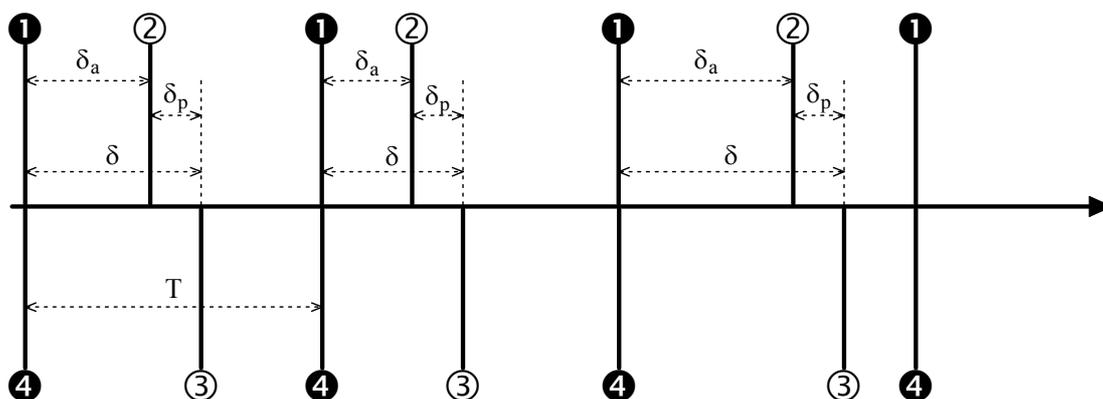


Figura 7.1.- Esquema de tiempos en un enlace sin desfase

La representación de la figura 7.1 muestra la sucesión de eventos en un enlace, asumiendo que las bases de tiempo de emisor y receptor son iguales no sólo en frecuencia sino también en fase, es decir, no hay falta de sincronismo. Esto se pone de manifiesto en el hecho de que los instantes de generación y recogida coinciden en el tiempo. Esta es la situación ideal que se ha considerado hasta el momento. Sin embargo, una visión más realista de la problemática asociada al SCBR obliga a considerar la posibilidad de que, si bien las frecuencias de los relojes de emisor y receptor son iguales, no hay nada que garantice que estén perfectamente sincronizados. Al fin y al cabo, se

trata de dispositivos físicamente separados y sin posibilidad de establecer una comunicación permanente.

En este caso, el esquema de tiempos deberá ser modificado como se muestra en la figura 7.2. Como se puede observar, los instantes de generación y recogida ya no coinciden en el tiempo. Se hace necesario un nuevo parámetro ( $\Delta$ ) que representa el desfase existente entre los relojes de emisor y receptor. En concreto este parámetro mide el tiempo que transcurre entre un instante de generación y el instante de recogida más próximo que sucede a partir de él. Se corresponde con los parámetros  $\Delta_{LR}$  y  $\Delta_{RL}$ , descritos en el capítulo 3. Por el momento, sólo se considerará la posibilidad de que el mencionado desfase sea constante. La posibilidad de que este desfase sea variable llevará al SCBR con conversiones irregulares, que suceden en el SCBR por eventos.

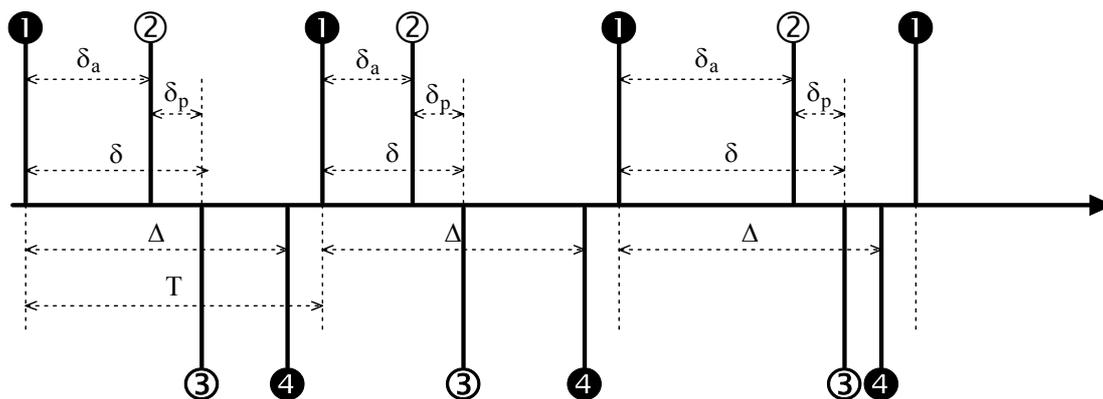


Figura 7.2.- Esquema de tiempos en un enlace con desfase grande

## 7.2.- Influencia del desfase en bucle de control

De la simple observación del esquema de tiempos de la figura 7.2 se detecta la primera de las influencias del desfase. Resulta evidente que el tiempo que transcurre entre la generación de un dato en el emisor y la recogida del mismo en el receptor, depende del parámetro que caracteriza el desfase. En esto el enlace se comporta de forma diferente a como lo hacía en el caso sin desfase, en el que este tiempo transcurrido es igual al periodo de muestreo asociado al enlace. Para el ejemplo que se muestra en la figura en ausencia de sincronismo, este tiempo es igual al propio desfase,  $\Delta$ . Para distinguir este dato del periodo de muestreo se denominará antigüedad ya que, de alguna manera, caracteriza la antigüedad de la información recibida.

Tal como se representa en el ejemplo, da la impresión de que la antigüedad es independiente del retraso del enlace, de la misma forma que lo era en el enlace sin desfase. Sin embargo, esto no es del todo cierto ya que el retraso si tiene influencia en la antigüedad. Esto se pone de manifiesto en la figura 7.3 en la que se ha empleado un desfase menor que en el caso anterior. Como se puede observar, en este caso las muestras enviadas no llegan a tiempo para ser utilizadas en el instante de recogida inmediatamente próximo. La muestra transmitida no se pierde sino que es recogida en el siguiente instante. De este modo la antigüedad de la información recibida es igual a la suma del desfase y el periodo de muestreo.

Es evidente que todo depende de la relación entre el retraso y el desfase. Si el retraso es mayor que el desfase, la muestra no llega a tiempo y su antigüedad será  $T+\Delta$ . Por el contrario si el retraso de acceso es pequeño, de forma que sea menor que el

desfase, la muestra llega a tiempo y su antigüedad será  $\Delta$ . En el primer caso el enlace está en situación de antigüedad máxima mientras que el segundo caso el enlace está en situación de antigüedad mínima.

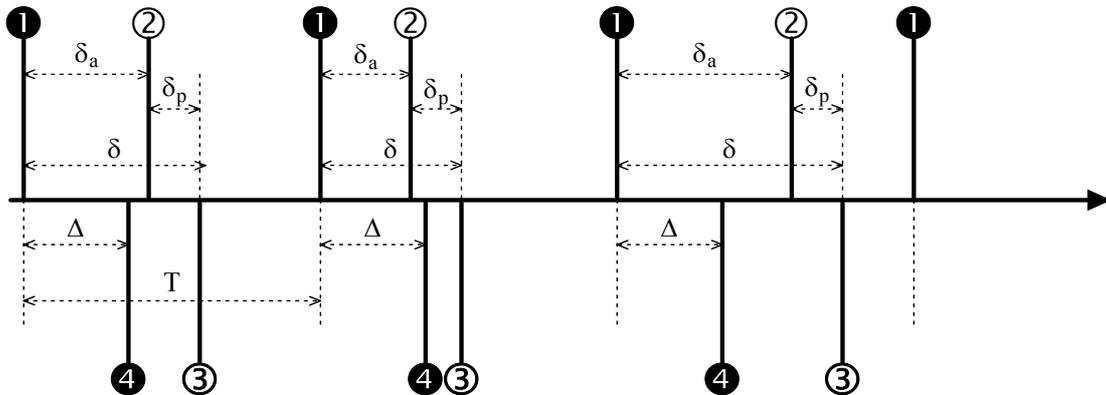


Figura 7.3.- Esquema de tiempos en un enlace con desfase pequeño

Tal y como se definió en el escenario del problema el retraso de acceso es variable y lo único que se garantiza es que el retraso total en el enlace es inferior al periodo de muestreo, ya que dicho periodo de muestreo se ha elegido imponiendo esta condición. No hay nada que garantice que el retraso es menor que el desfase ni lo contrario. En realidad, como el retraso es variable en determinadas ocasiones el retraso será menor que el desfase mientras que en otras será mayor, en función de la disponibilidad del medio de comunicación compartido. Este hecho implica que el enlace irá cambiando entre antigüedad máxima y mínima, provocando que la antigüedad de la información recibida sea variable de forma aleatoria.

Así pues el primer inconveniente de la presencia de desfase entre las bases de tiempo de emisor y receptor es que la antigüedad de la información se hace dependiente del retraso de acceso y del propio desfase. Además de esto, la combinación de desfase y retraso variable da lugar a pérdida y reutilización de información a través de lo que se conoce como muestreos vacantes y rechazos de muestra. Estos fenómenos, característicos de la utilización de enlaces compartidos, aparecen cuando el enlace pasa de estar en situación de antigüedad mínima a máxima y viceversa. La figura 7.4 representa el esquema de tiempos de un enlace compartido en el que la secuencia de retrasos de acceso da lugar a estos fenómenos.

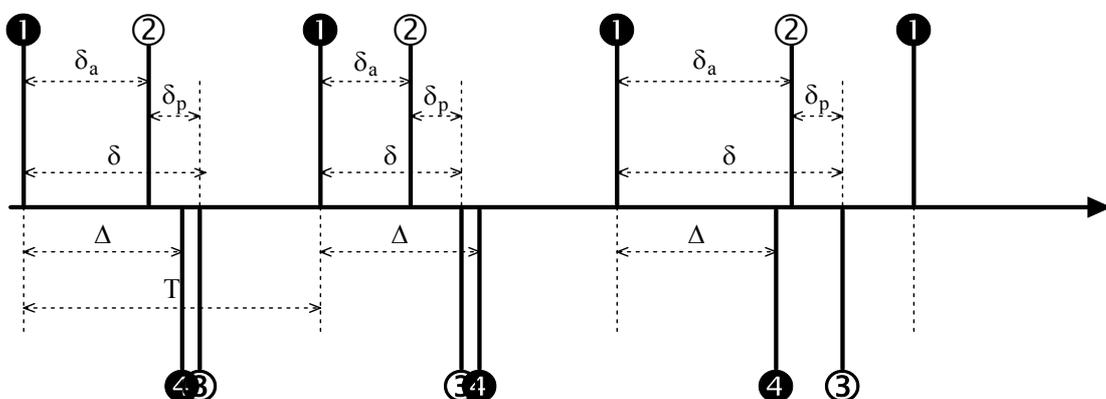


Figura 7.4.- Esquema de tiempos en un enlace con desfase medio

### 7.3.- Muestreo vacante y rechazo de muestra

La relación entre el retraso del enlace y el desfase entre los relojes de emisor y receptor determina la antigüedad de la información, en el momento de su utilización. Si el retraso es menor que el desfase, la información llega al receptor a tiempo de ser utilizada en el instante de recogida inmediatamente próximo al de su generación. Por el contrario, si el retraso es mayor que el desfase, la información transmitida no llega a tiempo y será utilizada un periodo de muestreo después. En el primer caso se dice que el enlace está en situación de antigüedad mínima mientras que en el segundo, el enlace está en situación de antigüedad máxima.

En cualquiera de los casos, si el retraso es constante todas las muestras recibidas tienen la misma antigüedad, es decir, siempre pasa el mismo tiempo desde la generación hasta la recogida. Esto supone un inconveniente menor desde el punto de vista del control que, como se verá más adelante, tiene solución relativamente sencilla. Bastará con incluir la antigüedad como parte del modelo de la planta para que sea tenida en cuenta en el diseño de la estructura de control. El inconveniente principal aparece en el momento que se combinan el desfase emisor-receptor y el retraso de acceso aleatorio. La condición impuesta sobre el desfase es que siempre será inferior al periodo de muestreo asociado al enlace. Esto es posible porque dicho periodo de muestreo es un parámetro de diseño de la estructura de control y es elegido de forma voluntaria. Sin embargo, no parece razonable imponer condición alguna que relacione el desfase con el retraso, ya que ambos aparecen de manera natural en el enlace compartido y su valor no es determinado a voluntad. Si se impusiera la condición de que el retraso fuera siempre menor que el desfase podría ser necesaria una cota superior del retraso muy pequeña ya que el desfase puede ser pequeño (en condiciones ideales es nulo, si emisor y receptor están sincronizados). Si se impusiera la condición de que el retraso siempre sea mayor que el desfase y éste fuera grande, en ocasiones no se cumpliría cuando las muestras transmitidas tengan la fortuna de encontrar el enlace disponible. Así pues, no se puede garantizar antigüedad constante y esto supone un problema añadido, ya que si la antigüedad es variable no resulta tan sencillo incluirla en el modelo del bucle.

En estas condiciones, esto es, en presencia de desfase y retraso aleatorio, el enlace ira cambiando entre antigüedad mínima y máxima en función del retraso con el que se encuentren las muestras transmitidas. En la transición entre antigüedad mínima y máxima o viceversa suceden los fenómenos de muestreo vacante y rechazo de muestra que dificultan aun más la obtención del modelo del SCBR. En la figura 7.5 se muestran un esquema de tiempos en el que aparecen estos fenómenos. La primera muestra del ejemplo en esta figura es recogida con antigüedad mínima ( $\Delta$ ) ya que el retraso correspondiente ha sido pequeño. Por el contrario, la segunda muestra es recogida con antigüedad máxima ( $T+\Delta$ ) dado que su retraso ha sido mayor que el desfase y no ha llegado a tiempo de ser recogida en el instante que le correspondía. La muestra no se pierde sino que es recogida un periodo más tarde. Como consecuencia, en el segundo instante de recogida no hay una nueva muestra disponible, lo cual recibe el nombre de muestreo vacante. El receptor se ve obligado a realizar su tarea con la información antigua y esto, en cierto modo, es equivalente a operar con un periodo el doble de grande. La cuarta muestra del ejemplo vuelve a tener un retraso pequeño, estando el enlace en situación de antigüedad máxima. Esto supone que llega al receptor antes de que la muestra anterior haya podido ser recogida. De este modo, la cuarta muestra reemplaza a la tercera, que nunca llega a ser recogida a pesar de que ha sido eficazmente transmitida y ha llegado al receptor correctamente. Este fenómeno recibe el nombre de rechazo de muestra y es un motivo de pérdida de información en el enlace compartido.

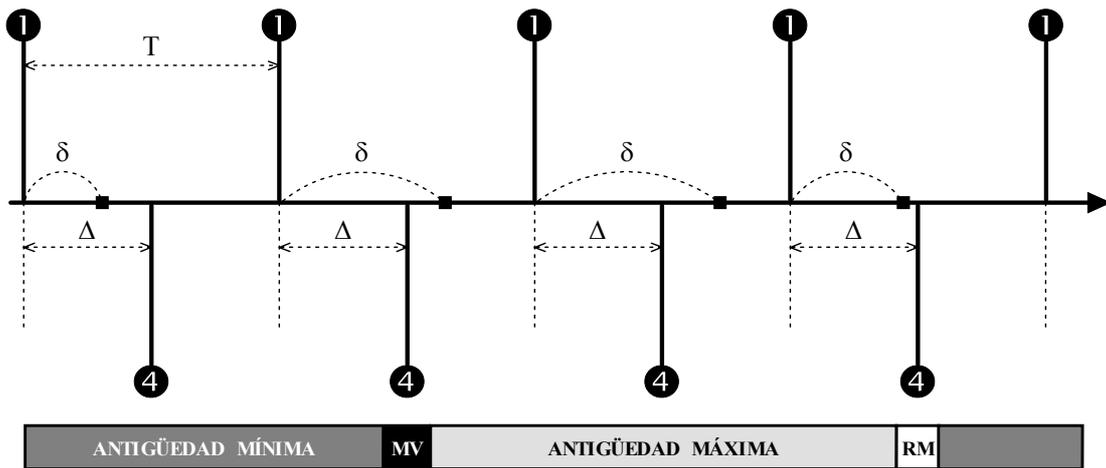


Figura 7.5.- Muestreo vacante y rechazo de muestra

De la figura 7.5 se desprende que la ocurrencia de muestreos vacantes y rechazos de muestra depende directamente del retraso del enlace. Asumiendo que el retraso de propagación es constante, es el retraso de acceso el que determina si la muestra transmitida llegará o no a tiempo de ser recogida y, por lo tanto, la antigüedad de la información utilizada en el receptor. Si el enlace está muy ocupado, la espera para utilizarlo será grande y habrá más probabilidad de que suceda un muestreo vacante y de que el enlace permanezca en situación de antigüedad máxima. Por el contrario, si el enlace está poco ocupado, el retraso de acceso será pequeño y habrá tendencia al muestreo vacante y a la antigüedad mínima.

## 7.4.- Conversiones con desfase

La situación convencional a la hora de diseñar un control discreto para un proceso continuo es emplear conversiones D/A y A/D regulares, sincronizadas entre sí y con el reloj del controlador. De esta forma, los instantes de generación de acciones de control, de aplicación de las mismas y de muestreo de la variable de interés coinciden en el tiempo y están regularmente espaciados.

Se está considerando en este capítulo la presencia del desfase y por ello se hace necesario analizar lo que sucede cuando las conversiones D/A y A/D se realizan con desfase. Para ello se estudiarán en este apartado las diferentes situaciones que aparecen como consecuencia del desfase a la hora de realizar las conversiones.

### 7.4.1.- Conversión D/A con desfase

Como es bien sabido, si se emplean conversiones D/A y A/D convencionales (esto es, regulares y sincronizadas), el modelo equivalente discreto de un sistema continuo, es el que viene dado por la relación entre la transformada Z de las secuencias de salida y entrada:

$$G_P(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\mathcal{Z}\{Y(s)\}}{\mathcal{Z}\{U(s)\}} = \frac{\mathcal{Z}\{U(s) \cdot G_P(s)\}}{\mathcal{Z}\{U(s)\}}$$

Si para la conversión D/A se emplea, como es habitual, un retenedor de orden cero, la función de transferencia  $G_P(z)$  no es más que el equivalente discreto ante escalones (también llamado equivalente discreto con retenedor de orden cero) de la función de transferencia correspondiente a la dinámica continua de la planta. Esta función

de transferencia discreta se puede obtener por aplicación de la transformada Z de la siguiente forma:

$$G_p(z) = Z\{U(s) \cdot G_p(s)\}_{U(s)=\frac{1-e^{-sT}}{s}} = Z\left\{\frac{G_p(s)}{s}\right\} - Z\left\{\frac{G_p(s)}{s}\right\} \cdot z^{-1} = (1-z^{-1}) \cdot Z\left\{\frac{G_p(s)}{s}\right\}$$

En la expresión anterior se ha utilizado como señal de entrada a la planta, U(s), la respuesta impulsional de un retenedor de orden cero convencional con periodo de muestreo T. La figura 7.6 muestra un ejemplo de conversión D/A en condiciones ideales, esto es, sin retraso de acceso y sin desfase. Las marcas circulares representan la secuencia de acciones de control generadas en el controlador remoto mientras que la línea gruesa es la señal continua que resulta de la retención de las acciones, esto es, de la conversión D/A.

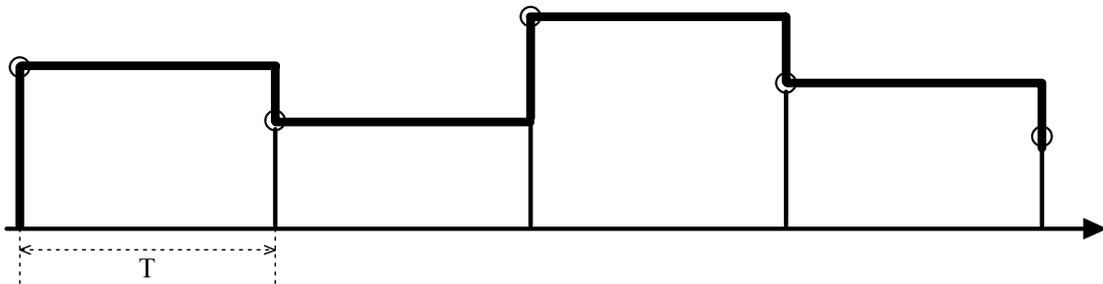


Figura 7.6.- Conversión D/A ideal

La comunicación entre el controlador y la planta va a imponer con seguridad un retraso, aunque sea mínimo. Si el reloj que determina la conversión D/A está sincronizado con el que genera las acciones de control, el retraso efectivo será constante e igual a un periodo de muestreo. Esto será cierto independientemente de que el retraso sea o no aleatorio siempre que sea inferior al periodo de muestreo. En la figura 7.7 se muestra la conversión D/A en estas condiciones. Las marcas cuadradas sobre el eje de tiempos representan los instantes de tiempo de llegada de las acciones de control que quedan a disposición del actuador. El modelo correspondiente será el equivalente discreto con un retraso adicional de un periodo de muestreo:

$$G_p(z) = (1-z^{-1}) \cdot Z\left\{\frac{G_p(s)}{s}\right\} \cdot z^{-1}$$

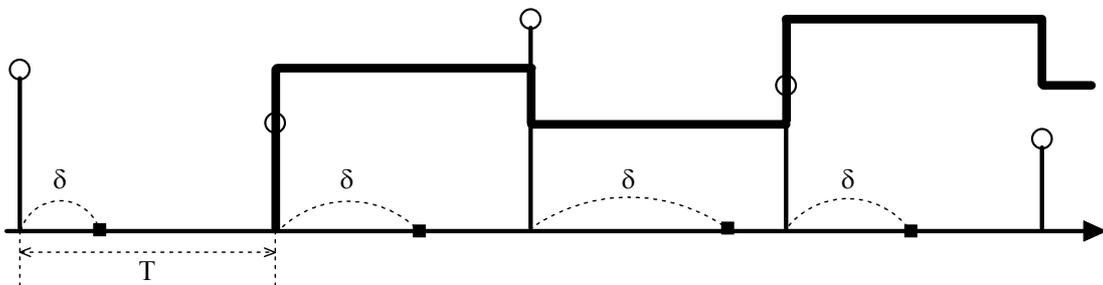


Figura 7.7.- Conversión D/A con retraso y sin desfase

Considerando la posibilidad de una actuación desfasada, el equivalente discreto del proceso continuo se ve modificado como se indica en la siguiente expresión. En ella se ha

empleado como entrada la respuesta impulsional de un retenedor de orden cero con periodo de muestreo  $T$  y desfase  $\Delta$ :

$$G_p(z) = \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_p(s) \right\}_{U(s)=\frac{1}{s} (e^{-s\Delta} - e^{-s(T+\Delta)})} = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_p(s) \cdot e^{-s\Delta}}{s} \right\}$$

En la expresión anterior es necesario calcular la transformada Z de la respuesta del proceso ante un escalón unitario, incluyendo un retraso de  $\Delta$  unidades de tiempo. Si el desfase fuera un múltiplo entero del periodo de muestreo se traduciría en uno o varios términos  $z^{-1}$ . Sin embargo, dado que el desfase es menor que el periodo de muestreo se traduce en un retraso fraccionario que puede modelarse a partir de la transformada Z retrasada, denotada como  $Z_{\Delta}$ . Ésta proporciona el equivalente discreto de una función de transferencia continua que incluye un retraso de una fracción del periodo de muestreo empleado en la discretización. Dado que el desfase siempre va a ser inferior al periodo de muestreo esta herramienta resulta apropiada para modelar la dinámica de la planta en estas condiciones:

$$G_p(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_p(s) \cdot e^{-s\Delta}}{s} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_p(s)}{s}, \Delta \right\}$$

Con la expresión anterior se modela la dinámica de la planta asumiendo que las acciones se aplican con un cierto desfase  $\Delta$ . Este será, pues, el modelo del proceso incluyendo el enlace RL, siempre que el retraso de acceso al medio (tanto si es constante como variable) sea inferior al desfase, es decir, en situación de antigüedad mínima. En la figura 7.8 se muestra un ejemplo de estas condiciones. Como se puede observar, el retraso de acceso,  $\delta$ , es variable pero siempre inferior al desfase,  $\Delta$ , de manera que es percibido como constante por el receptor, estando el enlace en situación de antigüedad mínima.

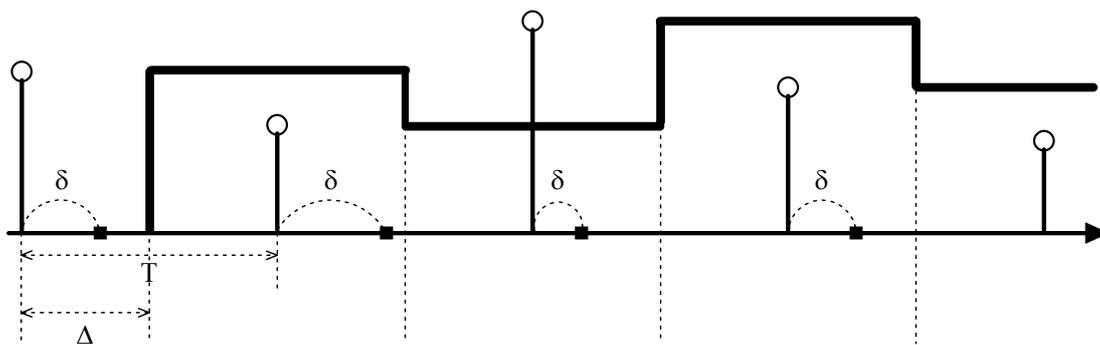


Figura 7.8.- Conversión D/A en situación de antigüedad mínima

Otra posibilidad cuando en el enlace se combinan desfase y retraso de acceso es que el retraso sea, variable o no, siempre mayor que el desfase, lo que ha sido descrito como enlace en situación de antigüedad máxima. En estas condiciones, la secuencia de acciones de control no llega a tiempo de ser aplicada en el siguiente instante de recogida y, por lo tanto, es aplicada en el próximo. En la figura 7.9 se muestra un ejemplo de la conversión D/A en estas condiciones. El retraso percibido por el receptor es igual a un periodo de muestreo completo más la fracción de periodo de muestreo correspondiente al desfase. Empleando la transformada Z retrasada para modelar el retraso fraccionario el modelo del proceso será el siguiente:

$$G_p(z) = \mathcal{Z} \{ U(s) \cdot G_p(s) \}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s(T+\Delta)} - e^{-s(2T+\Delta)})} = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_p(s) \cdot e^{-s(T+\Delta)}}{s} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot \mathcal{Z}_\Delta \left\{ \frac{G_p(s)}{s}, \Delta \right\}$$

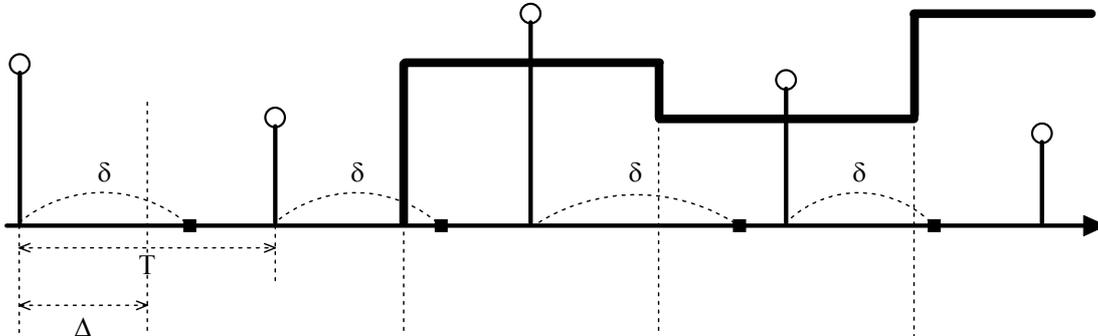


Figura 7.9.- Conversión D/A en situación de antigüedad máxima

En las condiciones impuestas en el escenario del problema, el retraso de acceso al medio de comunicación compartido sólo está acotado superiormente por el periodo de muestreo asociado al enlace. No se ha impuesto ninguna condición acerca de la relación entre el retraso de acceso y el desfase. No tendría sentido exigir que el retraso sea menor que el desfase porque éste puede ser muy pequeño (incluso puede llegar a ser nulo). Tampoco se puede garantizar que el retraso sea mayor que el desfase porque, si el enlace está poco cargado el retraso de acceso será pequeño. En cualquiera de los casos, si el retraso de acceso es variable de forma que en ocasiones puede ser menor y en otras mayor que el desfase, el modelo no vendrá dado por una única expresión. Además, como se ha descrito en el apartado anterior, en estas condiciones determinadas muestras serán recibidas dos veces (muestreo vacante) y otras se perderán (rechazo de muestra) según la secuencia de retrasos de acceso.

En las condiciones planteadas, tanto el desfase como el retraso de acceso están acotados por el periodo de muestreo, siendo variable el retraso y constante el desfase. De esta forma la antigüedad de todas las acciones de control aplicadas no es la misma. Dicha antigüedad depende, fundamentalmente, de la comparación entre el desfase y el retraso de acceso asociado a la acción. Si el retraso es pequeño (es decir, menor que el desfase) la antigüedad es mínima ( $\Delta$ ). Si el retraso es grande (mayor que el desfase) la antigüedad es máxima ( $T+\Delta$ ). Sin embargo, no es suficiente conocer el retraso asociado a cada muestra para obtener el modelo. El retraso asociado a la muestra siguiente también influye, ya que puede provocar la ocurrencia de muestreos vacantes y rechazos de muestra. Si el retraso de una acción es pequeño y el retraso de la siguiente es grande, un muestreo vacante tiene lugar lo cual supone que la acción de control es aplicada dos veces. Si un retraso grande es seguido de uno pequeño, se produce un rechazo de muestra que implica que la acción de control no es aplicada.

En la figura 7.10 se muestra un ejemplo de conversión D/A en la que sucede un muestreo vacante, ya que la primera muestra sufre un retraso menor que el desfase y el retraso de la segunda es mayor que el desfase. Como consecuencia la primera muestra (generada en un instante  $kT$ ) es retenida desde  $t=kT+\Delta$  hasta  $t=(k+2)T+\Delta$ . A partir de aquí el enlace queda en situación de antigüedad máxima hasta que suceda un retraso de acceso menor que el desfase y, por lo tanto, tenga lugar un rechazo de muestra.

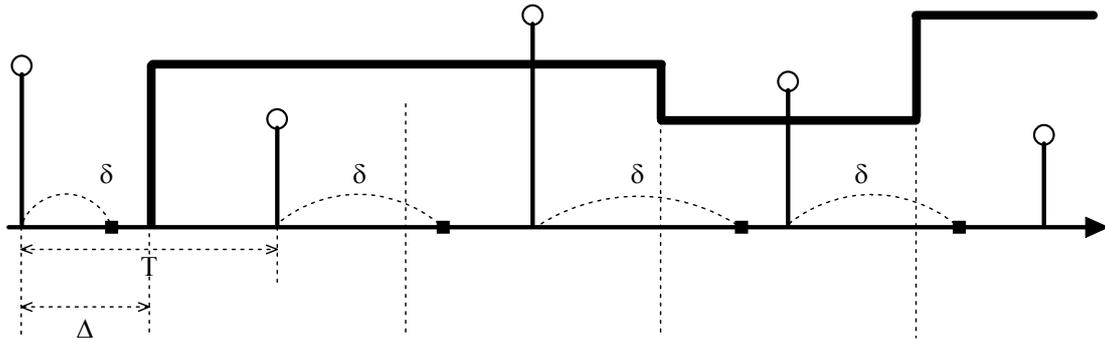


Figura 7.10.- Conversión D/A con muestreo vacante

En la figura 7.11 se presenta el caso en el que sucede un rechazo de muestra. Estando el enlace en situación de antigüedad máxima (retrasos grandes) si una muestra se ve sometida a un retraso menor que el desfase (la tercera en el ejemplo) provoca que la anterior no llegue a aplicarse (la segunda en el ejemplo). El tiempo de aplicación de la muestra perdida es nulo. El enlace vuelve a situación de antigüedad mínima que se mantendrá hasta que suceda un muestreo vacante.

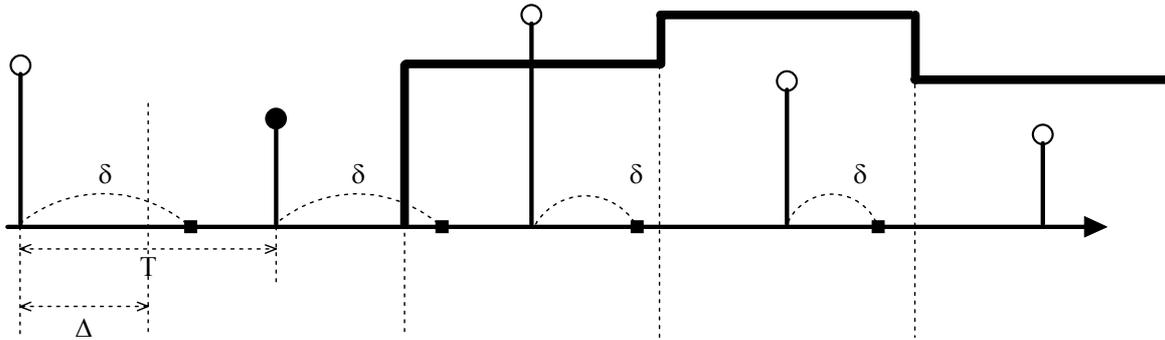


Figura 7.11.- Conversión D/A con rechazo de muestra

En la tabla que aparece a continuación se resumen las cuatro posibilidades respecto al tiempo de aplicación de las acciones de control, en función del retraso de acceso asociado a cada par de acciones consecutivas:

Caso	Retraso $kT$	Retraso $(k+1)T$	Inicio aplicación	Final aplicación
Am	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	$kT + \Delta$	$(k+1)T + \Delta$
MV	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	Grande ( $\delta > \Delta$ )	$kT + \Delta$	$(k+2)T + \Delta$
RM	Grande ( $\delta > \Delta$ )	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	-----	-----
AM	Grande ( $\delta > \Delta$ )	Grande ( $\delta > \Delta$ )	$(k+1)T + \Delta$	$(k+2)T + \Delta$

Dado que el tratamiento aplicado a cada acción de control es diferente en función del retraso que lleva asociado dicha acción y la que le sigue en la secuencia, los modelos del comportamiento dinámico también serán diferentes. Los modelos correspondientes a los casos de antigüedad mínima (Am) y máxima (AM) son los indicados previamente, considerando que todas las acciones son aplicadas con antigüedad mínima y máxima, respectivamente:

$$G_{P_{Am}}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta \right\}$$

$$G_{P_{AM}}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta \right\}$$

El modelo correspondiente al caso de muestreo vacante (MV) se puede obtener, de la misma forma que los anteriores, asumiendo que todas las muestras son aplicadas en las mismas condiciones. Es importante destacar que se trata de un modelo teórico que no se corresponde con la realidad ya que no es posible, en las condiciones plantadas, que dos muestras consecutivas sufran un muestreo vacante. Sin embargo, si ello fuera posible la función de transferencia correspondiente al equivalente discreto de la planta sería:

$$\begin{aligned} G_{P_{MV}}(z) &= \mathcal{Z} \{ U(s) \cdot G_P(s) \}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s\Delta} - e^{-s(2T+\Delta)})} = (1 - z^{-2}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s\Delta}}{s} \right\} = \\ &= (1 - z^{-2}) \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta \right\} \end{aligned}$$

Por último, el modelo equivalente si todas las acciones de control estuvieran en el caso de rechazo de muestra (RM) sería nulo ya que, en estas condiciones, ninguna acción sería aplicada sobre la planta, a pesar de que todas ellas serían transmitidas. Todas las acciones que sufren rechazo de muestra, al no ser efectivamente aplicadas, provocan una salida nula, y esto es lo que expresa el modelo. Otra vez este es un caso ficticio, ya que no puede haber dos rechazos de muestra consecutivos sin pasar por un muestreo vacante. Según esto, el cuarto y último modelo, correspondiente al caso de rechazo de muestra será:

$$G_{P_{RM}}(z) = \mathcal{Z} \{ U(s) \cdot G_P(s) \}_{U(s)=0} = 0$$

En la combinación de estas cuatro funciones de transferencia se obtendrá el modelo del comportamiento dinámico de la planta con conversión D/A desfasada. Dicha combinación depende de la secuencia de retrasos de acceso asociada a la utilización del enlace RL. En el apartado siguiente se desarrollará el modelo del SCBR en el que la conversión A/D presenta desfase no nulo.

Los cuatro modelos planteados establecen la relación entre la secuencia de acciones generadas por el controlador remoto y la secuencia de muestras recogidas por el mismo. Es decir, se trata de modelos del bucle, incluyendo el enlace compartido, desde el punto de vista del controlador remoto. De esta forma estos modelos pueden ser empleados para el desarrollo de la ley de control a implementar en el controlador remoto ya que expresan el comportamiento dinámico de la planta controlada como es percibida por este dispositivo.

#### 7.4.2.- Conversión A/D con desfase

En un sistema de control discreto convencional, la variable de interés es muestreada de manera regular, de forma que el reloj que determina los instantes de muestreo está sincronizado con el que genera la secuencia de acciones de control. En estas condiciones ideales, el modelo de la planta es el equivalente discreto con retenedor de orden cero de la función continua que describe su comportamiento dinámico:

$$G_p(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s)}{s} \right\}$$

En la figura 7.12 se muestra un ejemplo de conversión A/D en condiciones ideales. En esta figura, la señal continua representa la variable de interés, las marcas circulares indican las muestras de esta señal capturadas por el sensor mientras que las marcas cuadradas representan la secuencia recibida en el controlador. En este caso, el muestreo ideal supone que la secuencia capturada y la recibida por el controlador son idénticas. Sin embargo, una situación más real implica que la secuencia recibida está retrasada un periodo de muestreo ya que, por pequeño que sea, siempre existirá un retraso en la comunicación entre el sensor y el controlador. Si los relojes del sensor y del controlador están sincronizados (ausencia de desfase) el retraso percibido por el receptor es igual a un periodo de muestreo. En la figura 7.13 se muestra un ejemplo en estas condiciones. El modelo en este caso vendrá dado por el equivalente discreto con un retraso adicional de un periodo de muestreo:

$$G_p(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{G_p(s)}{s} \right\} \cdot z^{-1}$$

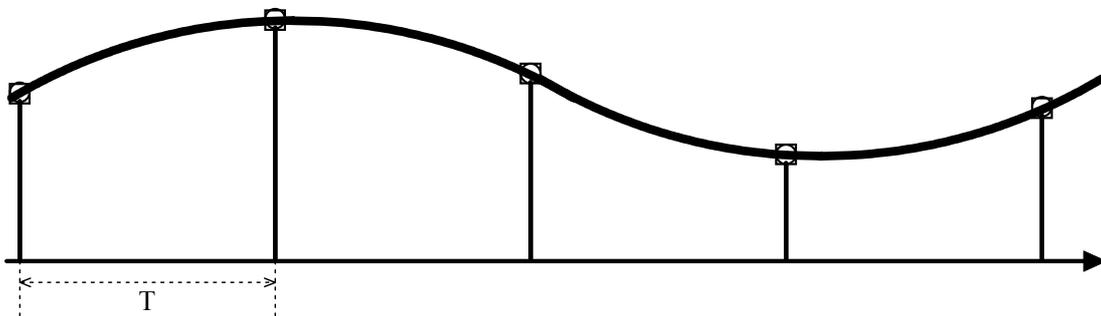


Figura 7.12.- Conversión A/D ideal

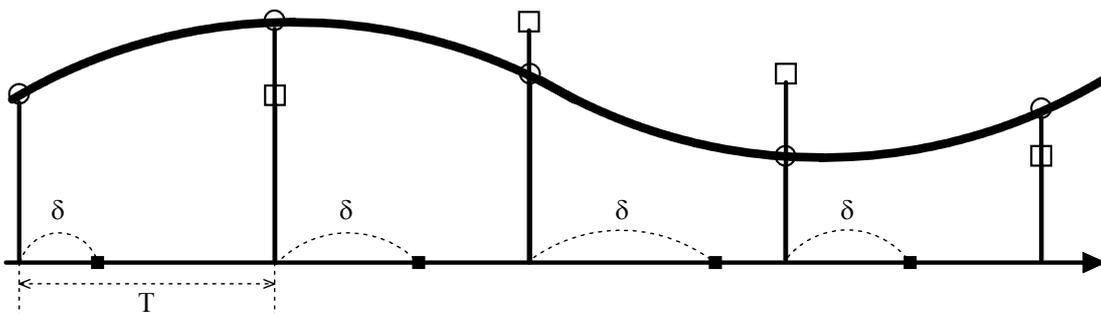


Figura 7.13.- Conversión A/D ideal con retraso y sin desfase

El planteamiento de este capítulo considera la posibilidad de desfase  $\Delta$  entre los relojes de emisor y receptor. Tal y como se ha definido este parámetro constituye la separación temporal entre un instante de captura y un instante de recogida de la información transmitida. Al igual que en el caso de conversión D/A, la relación entre el retraso de acceso y el desfase determinará la antigüedad de la información recogida por el controlador. Si el retraso es menor que el desfase, el enlace está en situación de antigüedad mínima y dicha antigüedad es igual al desfase  $\Delta$ . Un ejemplo de este caso se muestra en la figura 7.14. Como el retraso de acceso es pequeño, todas las muestras capturadas llegan a tiempo de ser recogidas en el siguiente instante determinado por el reloj del controlador.

Desde el punto de vista del receptor, el desfase entre los instantes de muestreo y recogida es equivalente al muestreo sincronizado de la señal continua retrasada. Cada una de las muestras recibidas ha sido capturada un tiempo  $\Delta$  antes. En la figura 7.15 se representa esta equivalencia. Nótese que ahora los instantes de muestreo y recogida están sincronizados (esto es, no hay desfase) y la secuencia de muestras recibidas es la misma porque la señal continua sobre la que se captura la información está retrasada.

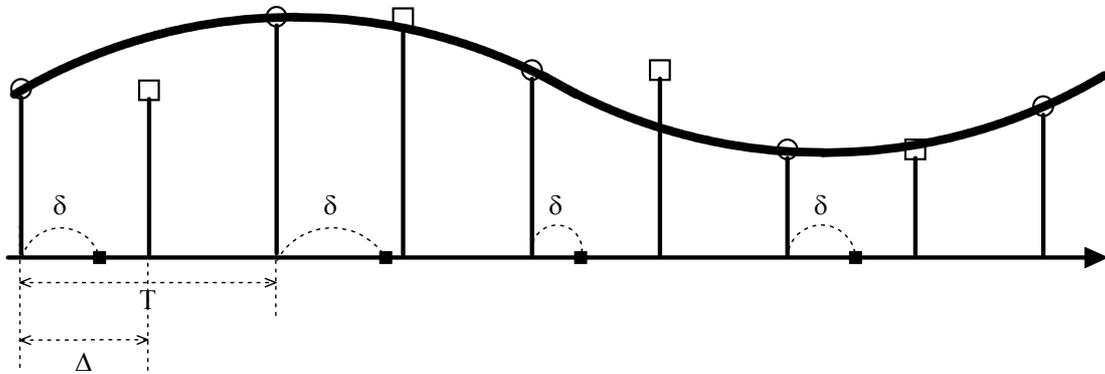


Figura 7.14.- Conversión A/D en situación de antigüedad mínima

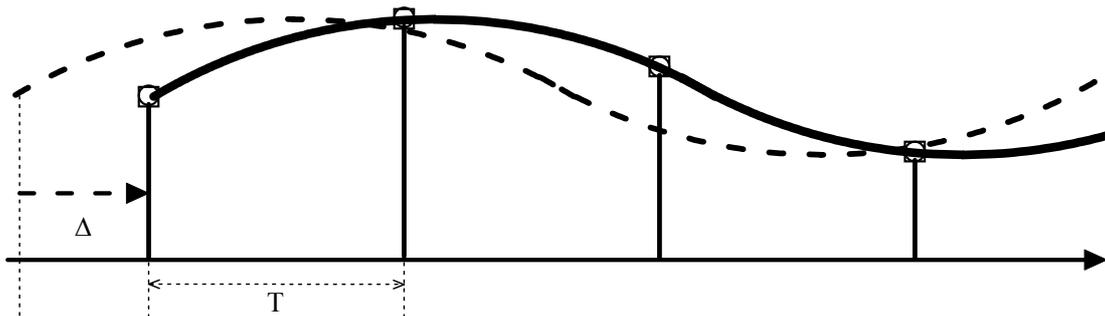


Figura 7.15.- Conversión A/D sin desfase de la señal retrasada

La secuencia de muestras recibidas en el muestreo desfasado y el muestreo sincronizado de la señal retrasada es la misma y, por lo tanto, los modelos deben ser equivalentes. Según esto, el modelo de la planta continua con conversión A/D desfasada, desde el punto de vista del controlador remoto, en situación de antigüedad mínima vendrá dado por la siguiente expresión:

$$G_p(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{G_p(s)}{s} \cdot e^{-s\Delta} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_p(s)}{s}, \Delta \right\}$$

El caso complementario de este se produce cuando el retraso de acceso se hace mayor que el desfase, tal y como se muestra en la figura 7.16. En estas condiciones, las muestras capturadas no llegan a tiempo de ser recogidas en el instante inmediatamente siguiente al instante de captura y deben esperar hasta el próximo. Como se puede apreciar en la figura, la antigüedad de la información recibida es  $T + \Delta$ , ya que éste es el tiempo que transcurre desde la captura hasta la utilización. La función de transferencia que modela el comportamiento dinámico de la planta continua, con muestreo desfasado y en situación de antigüedad máxima es la misma que en el caso anterior sólo que ahora hay un retraso adicional de un periodo de muestreo:

$$G_p(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{G_p(s)}{s} \cdot e^{-s(T+\Delta)} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_p(s)}{s}, \Delta \right\}$$

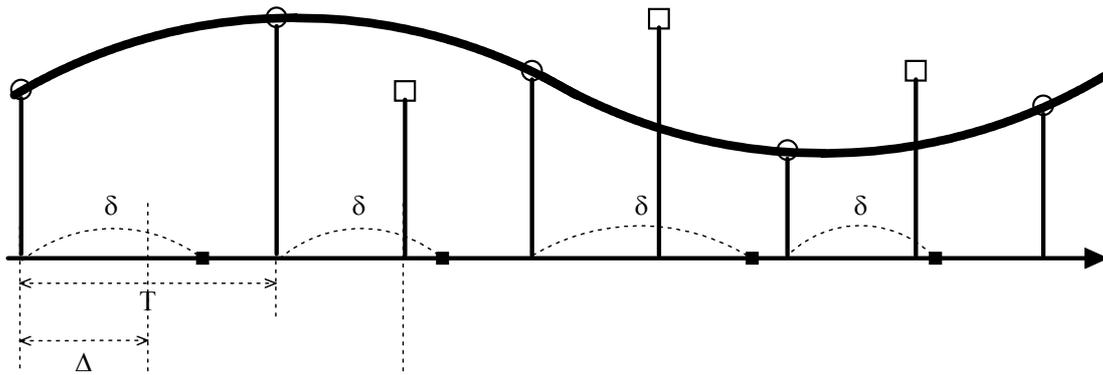


Figura 7.16.- Conversión A/D en situación de antigüedad máxima

Nótese que los dos modelos anteriores toman como reloj de referencia el del controlador ya que se está modelando el comportamiento dinámico de la planta, incluyendo el enlace LR, tal y como es percibido por el controlador remoto. Este mismo reloj es el que determina la aplicación de la secuencia de acciones de entrada a la planta con lo que el modelo relaciona una secuencia de acciones con una secuencia de muestras, basadas en la misma señal de reloj.

Dado que el retraso de acceso es variable y la única condición que se ha impuesto es que nunca será mayor que el periodo de muestreo, nada garantiza que su relación con el desfase se mantenga constante. Por lo tanto, el enlace no estará de manera permanente en situación de antigüedad mínima ni máxima, con lo que las dos funciones de transferencia anteriores son insuficientes para modelar la conversión A/D con desfase. Si un retraso de acceso pequeño viene seguido de uno grande sucederá un muestreo vacante, como en el ejemplo que se muestra en la figura 7.17. En este ejemplo, la primera de las muestras capturadas es utilizada dos veces en el receptor porque la siguiente no llega a tiempo.

Por otro lado, si a un retraso grande le sigue un retraso pequeño sucederá un rechazo de muestra como en el ejemplo de la figura 7.18. En este caso, la segunda muestra capturada no llega a ser utilizada en el receptor ya que es reemplazada por la tercera mientras espera a ser recogida.

Resumiendo todo lo anterior, una muestra capturada en un instante de tiempo  $t=kT$ , puede ajustarse a una de los cuatro posibles casos que se relacionan en la tabla que se incluye a continuación. La pertenencia a uno de estos cuatro casos depende del retraso asociado a su transmisión y a la de la muestra capturada en el instante de muestreo siguiente:

Caso	Retraso $kT$	Retraso $(k+1)T$	Instante de recogida
Am	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	$kT + \Delta$
MV	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	Grande ( $\delta > \Delta$ )	$kT + \Delta$ y $(k+1)T + \Delta$
RM	Grande ( $\delta > \Delta$ )	Pequeño ( $\delta < \Delta$ )	-----
AM	Grande ( $\delta > \Delta$ )	Grande ( $\delta > \Delta$ )	$(k+1)T + \Delta$

Cada uno de estos casos supone un comportamiento diferente del muestreo y, por lo tanto, deberá tener asignado un modelo diferente que refleje la realidad del proceso de conversión de donde se origina la muestra correspondiente. Los casos correspondientes a las muestras que llegan al controlador con antigüedad mínima (Am) y máxima (AM) ya han sido presentados con anterioridad:

$$G_{P_{Am}}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta \right\}$$

$$G_{P_{AM}}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta \right\}$$

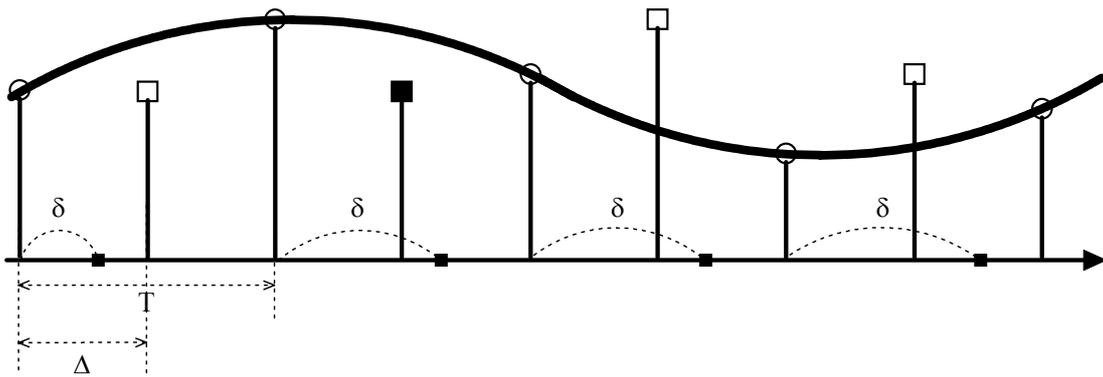


Figura 7.17.- Conversión A/D con muestreo vacante

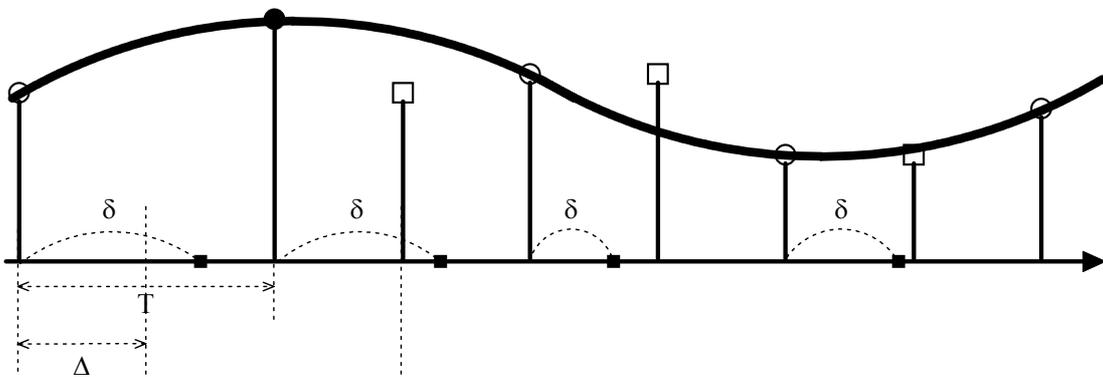


Figura 7.18.- Conversión A/D con rechazo de muestra

El caso que corresponde al muestreo vacante (MV) es diferente ya que una misma muestra capturada es recibida dos veces. En estas condiciones la muestra recibida es la misma que la anterior sólo que llega un periodo de muestreo más tarde. De esta forma, como se puede apreciar en la figura 7.17, la antigüedad de la información recibida es  $T + \Delta$  de la misma forma que si el enlace estuviera en situación de antigüedad máxima. Así pues, el modelo para las muestras que provienen de un muestreo vacante es:

$$G_{P_{MV}}(z) = G_{P_{AM}}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta \right\}$$

No es posible que todas las muestras capturadas pertenezcan a este caso, ya que no se pueden dar dos muestreos vacantes consecutivos sin pasar por un rechazo de muestra. La función de transferencia que se propone es válida para una muestra aislada que, en el proceso de conversión A/D y su posterior transmisión a través del medio compartido, sufre un muestreo vacante debido al retraso de acceso variable. Por último, el modelo asociado a las muestras del caso rechazo de muestra (RM) será igual al modelo para antigüedad mínima. Esto es debido a que, cuando el receptor recoge una muestra, habiéndose producido un rechazo de muestra, en realidad está recogiendo información con antigüedad mínima. La muestra recogida no es, por supuesto, la que ha sufrido el rechazo sino la capturada en el instante inmediatamente anterior. Desde el punto de vista del controlador remoto el rechazo de muestra no es detectado, la realidad tal y como es percibida es que una muestra, capturada un tiempo  $\Delta$  antes, está disponible para ser utilizada. El modelo equivalente será el mismo que para el caso de antigüedad mínima:

$$G_{P_{RM}}(z) = G_{P_{Am}}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta \right\}$$

De esta forma, están modelados todos los posibles casos que se pueden dar para la conversión A/D con desfase. Combinando adecuadamente estas cuatro funciones de transferencia se obtendrá el modelo del SCBR con muestreo desfasado.

### 7.4.3.- Conversión D/A y A/D con desfase

Combinando los resultados de los subapartados anteriores se puede obtener la colección de funciones de transferencia que corresponden al equivalente discreto de la dinámica de la planta continua, cuando ambas conversiones, D/A y A/D, se realizan en presencia de desfase.

Cada una de las muestras de entrada (acciones de control) puede estar en uno de los cuatro posibles casos (Am, AM, MV y RM) en función de la secuencia de retrasos de acceso. De la misma forma, cada una de las muestras de salida (muestras de la variable de interés) puede estar en uno de los cuatro posibles casos. De esta forma, se pueden dar 16 posibles combinaciones que darán lugar a otras tantas funciones de transferencia que modelan cualquiera de las posibles situaciones que se pueden dar. Se denotarán  $\Delta_1$  y  $\Delta_2$  a los desfases asociados a las conversiones D/A y A/D, respectivamente. Estas funciones de transferencia se relacionan a continuación:

- Conversiones con antigüedades mínimas (Am,Am):

$$\begin{aligned} G_{P(Am,Am)}(z) &= \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \cdot e^{-s\Delta_2} \right\}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s\Delta_1} - e^{-s(T+\Delta_1)})} = \\ &= (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s\Delta_2} \cdot e^{-s\Delta_1}}{s} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\} \end{aligned}$$

- Conversiones con antigüedad mínima y máxima (Am,AM):

$$\begin{aligned} G_{P(Am,AM)}(z) &= \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \cdot e^{-s(T+\Delta_2)} \right\}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s\Delta_1} - e^{-s(T+\Delta_1)})} = \\ &= (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s(T+\Delta_2)} \cdot e^{-s\Delta_1}}{s} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\} \end{aligned}$$

- Conversiones con antigüedades máxima y mínima (AM,Am):

$$G_{P(AM,Am)}(z) = \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \cdot e^{-s\Delta_2} \right\}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s(T+\Delta_1)} - e^{-s(2T+\Delta_1)})} =$$

$$= (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s\Delta_2} \cdot e^{-s(T+\Delta_1)}}{s} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con antigüedades máximas (AM,AM):

$$G_{P(AM,AM)}(z) = \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \cdot e^{-s(T+\Delta_2)} \right\}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s(T+\Delta_1)} - e^{-s(2T+\Delta_1)})} =$$

$$= (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s(T+\Delta_2)} \cdot e^{-s(T+\Delta_1)}}{s} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-2} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

Además de las cuatro funciones de transferencia anteriores, resultado de combinar las antigüedades mínima y máxima de las conversiones D/A y A/D, existe la posibilidad de que suceda un muestreo vacante o un rechazo de muestra en la muestra de entrada o de salida (o incluso en ambas). Si el muestreo vacante sucede en la entrada de la planta, el modelo se modificará para incluir la retención extendida. Si sucede en la salida, el modelo a emplear es el correspondiente al caso de antigüedad máxima. Las funciones de transferencia en presencia de muestreo vacante son las siguientes:

- Conversiones con antigüedad mínima y muestreo vacante (Am,MV):

$$G_{P(Am,MV)}(z) = G_{P(Am,AM)}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con antigüedad máxima y muestreo vacante (AM,MV):

$$G_{P(AM,MV)}(z) = G_{P(AM,AM)}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-2} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con muestreo vacante y antigüedad mínima (MV,Am):

$$G_{P(MV,Am)}(z) = \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \cdot e^{-s\Delta_2} \right\}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s\Delta_1} - e^{-s(2T+\Delta_1)})} = (1 - z^{-2}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s\Delta_2} \cdot e^{-s\Delta_1}}{s} \right\} =$$

$$= (1 - z^{-2}) \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con muestreo vacante y antigüedad máxima (MV,AM):

$$G_{P(MV,AM)}(z) = \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \cdot e^{-s(T+\Delta_2)} \right\}_{U(s)=\frac{1}{s}(e^{-s\Delta_1} - e^{-s(2T+\Delta_1)})} = (1 - z^{-2}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s(T+\Delta_2)} \cdot e^{-s\Delta_1}}{s} \right\} =$$

$$= (1 - z^{-2}) \cdot z^{-1} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con muestreos vacantes (MV,MV):

$$G_{P(MV,MV)}(z) = G_{P(MV,AM)}(z) = (1 - z^{-2}) \cdot z^{-1} \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

Las funciones de transferencia en las que interviene un rechazo de muestra en la entrada de la planta serán nulas independientemente de cómo se capture la muestra de salida ya que al no aplicar entrada el resultado recibido por el controlador es nulo. Sin embargo, si el rechazo de muestra sucede en la secuencia de salida de la planta, se empleará la función de transferencia correspondiente al caso de antigüedad mínima. Los modelos en presencia de rechazo de muestra son los siguientes:

- Conversiones con antigüedad mínima y rechazo de muestra (Am,RM):

$$G_{P(Am,RM)}(z) = G_{P(Am,Am)}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con antigüedad máxima y rechazo de muestra (AM,RM):

$$G_{P(AM,RM)}(z) = G_{P(AM,Am)}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con muestreo vacante y rechazo de muestra (MV,RM):

$$G_{P(MV,RM)}(z) = G_{P(MV,Am)}(z) = (1 - z^{-2}) \cdot Z_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \Delta_1 + \Delta_2 \right\}$$

- Conversiones con rechazo de muestra y antigüedad mínima (RM,Am):

$$G_{P(RM,Am)}(z) = 0$$

- Conversiones con rechazo de muestra y antigüedad máxima (RM,AM):

$$G_{P(RM,AM)}(z) = 0$$

- Conversiones con rechazo de muestra y muestreo vacante (RM,MV):

$$G_{P(RM,MV)}(z) = 0$$

- Conversiones con rechazos de muestra (RM,RM):

$$G_{P(RM,RM)}(z) = 0$$

Mediante la apropiada combinación de las 16 funciones de transferencia anteriores se puede construir el modelo del SCBR en presencia de desfase. Para ello será necesario conocer la secuencia de retrasos de acceso a partir de la cual se conoce el tipo de muestras de entrada y de salida y, por lo tanto, la función de transferencia que le corresponde a cada par entrada/salida. En el siguiente apartado se desarrollará este modelo, partiendo de los casos individuales y extendiéndolo al caso general.

## 7.5.- Modelo del SCBR con desfase

El objetivo de este apartado es desarrollar un modelo del SCBR que incluya la posibilidad de desfases constantes en ambos enlaces. Por simplicidad en el desarrollo se va a considerar el SCBR-1F, es decir, el caso más simple en el que ambos enlaces del sistema emplean la misma frecuencia y no es necesaria la presencia de operadores de expansión y diezmado (esto es,  $N_{LR}=N_{RL}=1$ ). Las expresiones desarrolladas para este caso particular pueden ser generalizadas para el resto de posibilidades, llegando hasta el caso más general que constituye el SCBR-3F.

Se considerará, en primer lugar, el modelo del SCBR en el que existe desfase constante y conocido en el enlace RL. Esto implica falta de sincronismo en la aplicación de las acciones de control sobre la planta continua, esto es en la conversión D/A. A continuación se considerará el desfase en el enlace LR que da lugar a falta de sincronismo en el reloj que determina los instantes de muestreo de la variable de interés y, por lo tanto, en la conversión A/D. Las dos modelos anteriores se combinarán para dar lugar al modelo del SCBR con presencia de desfase en ambos sentidos de la comunicación.

Para obtener el modelo se va a asumir que la secuencia de retrasos de acceso al medio se repite de forma cíclica, relajando la situación original que suponía una total variabilidad en el retraso de acceso. De esta forma, es posible conocer que muestras son aplicadas con antigüedad mínima o máxima, son reutilizadas o no llegan a ser aplicadas. Esta información será empleada en el desarrollo del modelo a partir del cual se diseñará el controlador adaptado a la presencia de desfase en el SCBR.

La justificación del comportamiento cíclico en el retraso de acceso se desprende del posible comportamiento cíclico en la política de arbitraje del medio de comunicación compartido. Esto es algo que sucede de manera natural si el acceso al medio es concedido de manera periódica, por ejemplo mediante paso de testigo que es la política de arbitraje utilizada en Profibus. Si el número de dispositivos compartiendo el enlace es constante y el tiempo asignado a cada uno de ellos para su utilización también lo es, el tiempo que transcurre entre dos concesiones consecutivas a un mismo emisor seguirá un patrón determinista que se traduce en una secuencia de retrasos de acceso que se repite de forma cíclica. En una situación más general (y quizá más cercana a la realidad) el retraso de acceso debería ser considerado aleatorio, es decir, sin que aparezca un patrón de repetición en el mismo. Esta es una situación que no será analizada en el presente trabajo y que se propone como línea futura de investigación. La esperanza es que los modelos desarrollados aquí para el caso cíclico puedan, de algún modo, extenderse al caso aleatorio.

### 7.5.1.- Periodicidad en la secuencia de retrasos de acceso

Como ya se describió en el capítulo 4, el modelo del SCBR-1F en ausencia de desfase viene dado por la siguiente expresión:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = G_p(z) \cdot z^{-2}$$

En este modelo, lineal e invariante con el tiempo, se ha considerado que el retraso de acceso en ambos enlaces, por pequeño que sea será percibido por el receptor como un periodo de muestreo, ya que los relojes de emisor y receptor están perfectamente sincronizados. De esta forma, toda información transmitida (sean acciones o muestras), al

no poder ser recogida en el mismo instante en que se generan habrán de esperar hasta el siguiente instante, determinado por el reloj del receptor. De este modo, el retraso total percibido por el controlador es constante e igual a dos periodos de muestreo, independientemente de que el retraso de acceso sea variable de forma aleatoria. La función de transferencia discreta que interviene en el modelo no es más que el equivalente discreto del proceso continuo, asumiendo conversiones D/A y A/D convencionales, esto es regulares y sincronizadas:

$$G_p(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_p(s)}{s} \right\}$$

Si se considera, como es objeto de este capítulo, que existe la posibilidad de desfase, el modelo será diferente. En este caso, la función de transferencia anterior, correspondiente al equivalente discreto de la planta continua, será sustituida por alguna de las 16 posibles funciones de transferencia relacionadas en el apartado anterior. La elección de una u otra función de transferencia dependerá de la situación en la que se encuentran los enlaces de comunicación del SCBR. Estas funciones de transferencia darán directamente el modelo del SCBR sin necesidad de incluir ningún retraso adicional, como en el caso sincronizado, ya que el retraso asociado a la comunicación ya ha sido contemplado al formalizar las conversiones D/A y A/D con desfase.

Si el retraso de acceso en ambos enlaces es constante, la antigüedad siempre es la misma y también lo sería la función de transferencia a emplear. Sin embargo, dado que el retraso de acceso es variable, la antigüedad no será constante y sucederán muestreos vacantes y rechazos de muestra en ambos enlaces. Si el retraso de acceso se considera totalmente aleatorio no habrá forma de conocer si es mayor o menor que el desfase correspondiente y, por lo tanto, no se sabrá la antigüedad de la información recibida. En estas condiciones, extraer un modelo determinista del SCBR no será posible dado que el comportamiento dinámico del bucle es impredecible en función de los retrasos de acceso de naturaleza aleatoria. Para abordar el problema en estas condiciones sería necesario utilizar la teoría de control estocástico, que no es objeto de estudio en el presente trabajo.

Con la intención de obtener un modelo del SCBR en condiciones de retraso de acceso variable se va a suponer que existe un cierto patrón de comportamiento que se repite de forma cíclica en el retraso de acceso. De esta forma el retraso de acceso y con él, el modelo del comportamiento dinámico del bucle, es variable pero determinista y es posible desarrollar un modelo del SCBR de la misma forma que se hizo en los capítulos previos.

En estas condiciones es posible conocer la secuencia de retrasos de acceso y, por lo tanto, su relación con el desfase. Si se conoce el retraso de acceso para cada par de muestras o acciones transmitidas de manera consecutiva es posible conocer la situación del enlace en todo momento y, por lo tanto, el modelo discreto equivalente del bucle. En realidad no es necesario conocer con exactitud el retraso de acceso, bastará con saber si es mayor o menor que el desfase del enlace por el que se va a transmitir la información. No es necesario que los retrasos que ocupan la misma posición en el ciclo sean exactamente iguales. Tan sólo es necesario que su relación con el desfase sea la misma, es decir, siempre debe ser menor o mayor que el desfase. De esta forma quedará perfectamente determinada la antigüedad de la información recibida y la posible ocurrencia de muestreos vacantes y rechazos de muestra. Combinando adecuadamente los modelos obtenidos en el apartado anterior se puede establecer el modelo del SCBR en presencia de desfase y retraso de acceso variable.

El tipo de muestra depende no sólo de su retraso asociado sino también del correspondiente a la siguiente muestra dentro de la secuencia. Una muestra que lleva asociado un retraso pequeño será utilizada con antigüedad mínima si el retraso asociado a la muestra siguiente también es pequeño. Sin embargo si el retraso siguiente es grande, la muestra pertenece al tipo muestreo vacante. De la misma forma, un retraso grande seguido de uno grande da lugar a una antigüedad máxima pero si va seguido de un retraso pequeño se produce un rechazo de muestra. A modo de ejemplo, la tabla que se incluye a continuación relaciona el retraso de acceso con el tipo de muestra, en función de la longitud de ciclo. La letra 'r' representa un retraso menor que el desfase mientras que la 'R' indica un retraso mayor que el desfase. En función de la sucesión de retrasos, que se repite cíclicamente, las muestras dentro de la secuencia recibirán un tratamiento u otro, también de forma cíclica. Según el tratamiento recibido por cada pareja acción-muestra, la función de transferencia a emplear para modelar el comportamiento será una de las 16 relacionadas en el apartado anterior.

N	Secuencia de Retrasos	Situación del Enlace
1	[r]rrr...	[ Am ] Am Am ...
	[R]RRR...	[ AM ] AM AM ...
2	[rR]rRrRrR...	[ MV RM ] MV RM MV RM ...
	[Rr]RrRrRr...	[ RM MV ] RM MV RM MV ...
3	[rrR]rrRrrRrrR...	[ Am MV RM ] Am MV RM Am MV RM ...
	[rRr]rRrrRrrRr...	[ MV RM Am ] MV RM Am MV RM Am ...
	[Rrr]RrrRrrRrr...	[ RM Am MV ] RM Am MV RM Am MV ...
	[rRR]rRRrRRrRR...	[ MV AM RM ] MV AM RM MV AM RM ...
	[RrR]RrRRrRRrR...	[ RM MV AM ] RM MV AM RM MV AM ...
	[RRr]RRrRRrRRr...	[ AM RM MV ] AM RM MV AM RM MV ...
4	[rrrR]rrrRrrrR...	[ Am Am MV RM ] Am Am MV RM Am Am MV RM ...
	[rrRr]rrRrrrRr...	[ Am MV RM Am ] Am MV RM Am Am MV RM Am ...
	[rrRR]rrRRrrRR...	[ Am MV AM RM ] Am MV AM RM Am MV AM RM ...
	[rRrr]rRrrrRrr...	[ MV RM Am Am ] MV RM Am Am MV RM Am Am ...
	[rRRr]rRRrrRRr...	[ MV AM RM Am ] MV AM RM Am MV AM RM Am ...
	[rRRR]rRRRrRRR...	[ MV AM AM RM ] MV AM AM RM MV AM AM RM ...
	[Rrrr]RrrrRrrr...	[ RM Am Am MV ] RM Am Am MV RM Am Am MV ...
	[RrrR]RrrRRrrR...	[ RM Am MV AM ] RM Am MV AM RM Am MV AM ...
	[RrRR]RrRRRrRR...	[ RM MV AM AM ] RM MV AM AM RM MV AM AM ...
	[RRrr]RRrrRRrr...	[ AM RM Am MV ] AM RM Am MV AM RM Am MV ...
	[RRrR]RRrRRRrR...	[ AM RM MV AM ] AM RM MV AM AM RM MV AM ...
	[RRRr]RRRrRRRr...	[ AM AM RM MV ] AM AM RM MV AM AM RM MV ...

En las figuras 7.19 y 7.20 se muestran los esquemas de tiempo de los enlaces RL y LR para una longitud de ciclo N=4, donde la sucesión de retrasos es 'r r R R'. Esta sucesión de retrasos provoca que el enlace vaya pasando por los estados Am, MV, AM, y RM de forma cíclica. Las acciones de control y muestras, así como los retrasos de acceso, están etiquetados según su posición en el ciclo. Este caso será el que posteriormente se empleará para la obtención de resultados por simulación. Como, tanto en la entrada como en la salida de la planta aparecen todos los posible casos, en las 16 combinaciones entrada-salida estarán presentes todas las posibles funciones de transferencia desarrolladas en el apartado anterior.

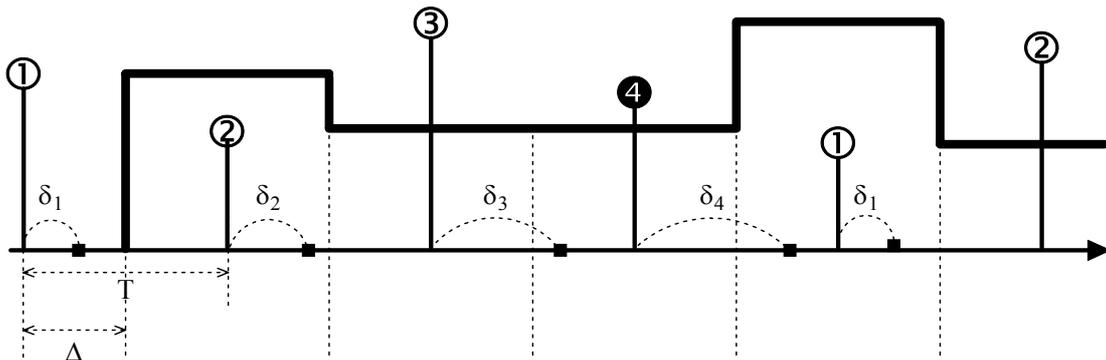


Figura 7.19.- Conversión D/A cíclica N=4

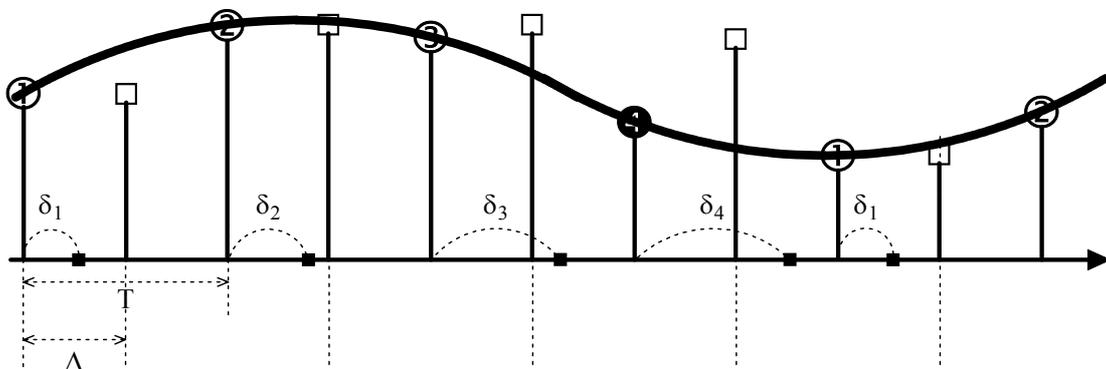


Figura 7.20.- Conversión A/D cíclica N=4

### 7.5.2.- Modelo del SCBR con actuación desfasada

El primer caso a considerar corresponde con un SCBR-1F en el que la conversión D/A se realiza con un cierto desfase  $\Delta$  y la conversión A/D es regular y sincronizada con el reloj del controlador remoto. Se trata, por lo tanto, de un SCBR con actuación desfasada y muestreo sincronizado. En estas condiciones se pretende obtener el modelo que describe el comportamiento dinámico de la planta controlada incluyendo la irregularidad asociada a la conversión D/A, desde el punto de vista del controlador remoto. Este modelo establece la relación entre una secuencia entrada y una de salida, ambas regulares al periodo de muestreo básico del SCBR.

La entrada del modelo es la secuencia de acciones, generadas de forma regular por el controlador, aunque aplicadas de forma irregular en función de la relación entre el retraso y el desfase. La salida del modelo es la secuencia de muestras recogidas por el controlador de manera regular después de ser capturadas también de forma regular. Como no hay desfase entre el reloj de muestreo y el del controlador, únicamente se considerará un retraso constante igual a un periodo de muestreo que es el percibido por el receptor.

Asumiendo que los retrasos de acceso para el enlace RL suceden siguiendo un cierto patrón repetitivo (al menos en lo que se refiere a su relación con el desfase) y que la secuencia es conocida, se puede determinar con facilidad a que tipo pertenece cada una de las acciones generadas por el controlador en función de la antigüedad y el tiempo de retención con el que son aplicadas. En función del tipo al que pertenece cada acción

de control, la función de transferencia que modela la respuesta de la planta será una de las cuatro indicadas en el subapartado 7.4.1, ya que el muestreo es regular. De esta forma, la secuencia de acciones generada por el controlador se puede descomponer en un conjunto de N subsecuencias, donde N es la longitud del ciclo de retrasos de acceso en el enlace RL:

$$U(z) = U_1(z) + U_2(z) + \dots + U_N(z)$$

$$\text{donde } U_i(z) = z^{-(i-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot z^{i-1} \right\} \right\}_N$$

Cada una de las subsecuencias se ve afectada por la función de transferencia que corresponde al tipo de muestra, en función del retraso asociado a cada una de las acciones y a la que le sigue en el ciclo. En la superposición de todas las subsecuencias de salida se obtendrá la secuencia de muestras de la variable de interés:

$$Y(z) = U_1(z) \cdot G_1(z) + U_2(z) \cdot G_2(z) + \dots + U_N(z) \cdot G_N(z) = \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \right\} \right\}_N \cdot G_1(z) +$$

$$+ z^{-1} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot z \right\} \right\}_N \cdot G_2(z) + \dots + z^{-(N-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot z^{N-1} \right\} \right\}_N \cdot G_N(z)$$

Este modelo periódico puede desarrollarse como un modelo multivariable pero invariante con el tiempo, por aplicación del operador de *lifting*. Dicho modelo contará con N entradas y N salidas. Cada una de las N entradas del modelo multivariable resultante se corresponde con una de las subsecuencias de acciones de control que constituye la sucesión de todas y cada una de las acciones que ocupan un mismo lugar dentro del ciclo RL. Del mismo modo, cada una de las N salidas del modelo es una subsecuencia de muestras capturadas en el mismo lugar dentro del ciclo LR. El periodo de muestreo asociado a las subsecuencias será NT puesto que este es el tiempo necesario para completar un ciclo de N periodos de muestreo básicos.

De esta forma el modelo periódico monovariable se convierte en un modelo multivariable pero invariante con el tiempo, aumentando la dimensión del modelo. Expresado en forma de matriz de transferencia, el modelo resultante es el siguiente:

$$\left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i)} \cdot G_j(z) \right\} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \text{Skp} \left\{ G_1(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_2(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_N(z) \right\}_N \\ \text{Skp} \left\{ z \cdot G_1(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ G_2(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-2)} \cdot G_N(z) \right\}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Skp} \left\{ z^{N-1} \cdot G_1(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{N-2} \cdot G_2(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ G_N(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

Cada una de las funciones de transferencia en la matriz establece la relación entre una subsecuencia de entrada y una subsecuencia de salida. El periodo de muestreo asociado a estas funciones de transferencia individuales es NT puesto que es éste el periodo de muestreo de las subsecuencias de entrada y salida.

El modelo anterior establece la relación entre la secuencia de acciones de control, irregularmente aplicadas, y la secuencia de muestras regularmente capturadas. Este modelo será válido siempre que el reloj que determina el muestreo y el reloj del controlador (desde cuyo punto de vista se está planteando el modelo) estén sincronizados. Aunque no haya desfase en el enlace LR sigue existiendo el retraso de acceso y, por pequeño que este sea, supone un retraso de un periodo de muestreo

completo desde el punto de vista del receptor. Esto es debido a que, aunque los relojes que determinan la captura de muestras en el extremo local del SCBR y su recogida en el extremo remoto, estén sincronizados no es posible que los instantes de captura y recogida de una misma muestra coincidan en el tiempo. Para incluir la influencia del enlace LR el modelo anterior debe ser modificado, incluyendo un retraso de retraso de un periodo de muestreo completo en todas las funciones de transferencia. De esta forma el modelo quedará como sigue:

$$\left[ Skp \left\{ z^{-(j-i+1)} \cdot G_j(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_1(z) \right\}_N & Skp \left\{ z^{-2} \cdot G_2(z) \right\}_N & \cdots & Skp \left\{ z^{-N} \cdot G_N(z) \right\}_N \\ Skp \left\{ G_1(z) \right\}_N & Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_2(z) \right\}_N & \cdots & Skp \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_N(z) \right\}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Skp \left\{ z^{N-2} \cdot G_1(z) \right\}_N & Skp \left\{ z^{N-3} \cdot G_2(z) \right\}_N & \cdots & Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_N(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

El modelo anterior incluye el comportamiento dinámico de la planta controlada, la irregularidad debida a la conversión D/A desfasada en el enlace RL y el retraso constante causado por el enlace LR. Se trata, pues, del modelo del SCBR con actuación desfasada. Este modelo puede ser empleado en el desarrollo de un controlador que tenga en cuenta la irregularidad presente en el sistema, consecuencia del empleo de un medio de comunicación compartido.

El controlador diseñado a partir del modelo multivariable espera recibir N entradas y generará N salidas. Sin embargo, la planta real tan sólo tiene una entrada y una salida. Serán necesarios, por lo tanto, los operadores de composición y descomposición de subsecuencias. El primero reunirá las N salidas del controlador (subsecuencias) en una única secuencia de acciones lista para ser transmitida por el enlace RL y aplicada sobre la planta. El operador de descomposición separa la secuencia de muestras capturadas en la variable de interés, en el conjunto de N subsecuencias que constituyen las entradas del controlador. Como ya se describió en el apartado 4.2, este operador de descomposición impone un retraso de un ciclo completo (esto es, N periodos de muestreo T o, lo que es equivalente, un periodo de muestreo NT). Este retraso adicional, inevitable en la implementación práctica del control diseñado a partir del modelo multivariable, formará parte del bucle y, por lo tanto, debe ser incluido en el modelo que se utilizará para el diseño del controlador. De esta forma la expresión general del modelo del SCBR con actuación desfasada quedará como se indica a continuación. Nótese que en esta expresión  $z^{-1}$  representa un retaso de T mientras que  $z_N^{-1}$  corresponde a un retraso NT, esto es, de un ciclo completo:

$$\left[ z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-(j-i+1)} \cdot G_j(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_1(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-N} \cdot G_N(z) \right\}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{N-2} \cdot G_1(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_N(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

### 7.5.3.- Modelo del SCBR con muestreo desfasado

De la misma forma que se ha modelado el SCBR con actuación desfasada y muestreo sincronizado puede plantearse el caso simétrico, esto es, el SCBR con actuación sincronizada y muestreo desfasado. Nuevamente se asume cierto comportamiento cíclico en la secuencia de retrasos de acceso al medio compartido de las muestras capturadas, al menos en lo que se refiere a su relación con el desfase. En función del retraso asociado con cada muestra capturada y con la siguiente se puede

clasificar como perteneciente a uno de los cuatro tipos descritos en el apartado anterior (Am, AM, MV y RM) y con ello la función de transferencia que modela su comportamiento será una de las cuatro propuestas.

La secuencia de muestras recibida por el controlador remoto puede considerarse como la superposición de un conjunto de N subsecuencias, siendo N la longitud del ciclo de retrasos. En el modelo cada una de estas subsecuencias será proporcionada por una función de transferencia diferente, según el tipo de muestras de que se trate. Dado que todas las muestras de la secuencia de entrada son aplicadas de la misma forma, no es necesario descomponer la secuencia de entrada, U(z). El modelo periódico del SCBR con muestreo desfasado será el siguiente:

$$Y(z) = Y_1(z) + Y_2(z) + \dots + Y_N(z)$$

$$\text{donde } Y_i(z) = z^{-(i-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ U(z) \cdot G_i(z) \cdot z^{i-1} \right\}_N \right\}$$

Las funciones de transferencia  $G_i(z)$  del modelo anterior serán uno de los cuatro posibles tipos descritos en el apartado anterior, en función del retraso asociado a cada muestra del ciclo y a la siguiente. Aplicando *lifting*, el operador periódico se convierte en un modelo multivariable, con N entradas y N salidas, al igual que en el caso de actuación desfasada:

$$\left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i)} \cdot G_i(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \text{Skp} \left\{ G_1(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_1(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_1(z) \right\}_N \\ \text{Skp} \left\{ z \cdot G_2(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ G_2(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-2)} \cdot G_2(z) \right\}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Skp} \left\{ z^{N-1} \cdot G_N(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{N-2} \cdot G_N(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ G_N(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

Como el reloj que determina la aplicación de acciones está sincronizado con el reloj de generación de las mismas, aparece un retraso de un periodo de muestreo impuesto por el retraso de acceso al enlace RL. En realidad, dicho retraso de acceso es variable pero al ser siempre menor que el periodo de muestreo asociado al enlace, es percibido por el receptor como un retraso constante e igual al periodo de muestreo básico del SCBR. Este retraso adicional debe ser incluido en el modelo, modificando los elementos de la matriz de transferencia:

$$\left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i+1)} \cdot G_i(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_1(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{-2} \cdot G_1(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-N} \cdot G_1(z) \right\}_N \\ \text{Skp} \left\{ G_2(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_2(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_2(z) \right\}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Skp} \left\{ z^{N-2} \cdot G_N(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{N-3} \cdot G_N(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_N(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

De esta forma se llega al modelo multivariable del SCBR con actuación regular y muestreo desfasado. Este modelo podrá ser utilizado en el diseño de un controlador multivariable que espera recibir N entradas y genera como resultado N salidas. Serán necesarios, por lo tanto, los operadores de composición y descomposición para una implementación práctica del control. Como en el caso anterior el operador de descomposición impone un retraso de un ciclo completo. Así pues, el modelo debe ser modificado para que incluya este retraso que, aunque no pertenece a la planta ni a

ninguno de los dos enlaces de comunicación, estará presente en la estructura de control. El modelo final del SCBR con muestreo desfasado quedará como sigue:

$$\left[ z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-(j-i+1)} \cdot G_i(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_1(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-N} \cdot G_1(z) \right\}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{N-2} \cdot G_N(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-1} \cdot G_N(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

#### 7.5.4.- Modelo del SCBR con actuación y muestreo desfasados

Combinando los dos casos anteriores se puede llegar al modelo general que considera la posibilidad de actuación y muestreo desfasados en el mismo sistema. Se asume que el retraso asociado a ambos enlaces sigue un patrón repetitivo en su relación con el desfase entre los relojes de emisor y receptor. La longitud del ciclo no tiene por que ser la misma en los dos enlaces, de la misma forma que no lo es el desfase. Los parámetros  $N_1$  y  $N_2$  serán las longitudes de los ciclos asociados a los enlaces RL y LR, respectivamente. Esto significa que la secuencia de acciones de control se descompone en  $N_1$  subsecuencias, cada una de las cuales al ser aplicada a la planta dará lugar a una secuencia completa de muestras de salida. Cada una de las  $N_1$  secuencias de salida se descompone en  $N_2$  subsecuencias de muestras, dando lugar a un total de  $N_1 \times N_2$  combinaciones. El modelo periódico del SCBR con actuación y muestreo desfasado será el siguiente:

$$Y(z) = Y_1(z) + Y_2(z) + \cdots + Y_{N_2}(z)$$

donde  $Y_i(z) = U_1(z) \cdot G_{i1}(z) + U_2(z) \cdot G_{i2}(z) + \cdots + U_{N_1}(z) \cdot G_{iN_1}(z)$

$$U_j(z) = z^{-(j-1)} \cdot Exd \left\{ Skp \left\{ U(z) \cdot z^{j-1} \right\}_{N_1} \right\}_{N_1}$$

Sustituyendo todas las expresiones se llega a la expresión final del modelo periódico, en la que intervienen  $N_1 \times N_2$  funciones de transferencia potencialmente diferentes. Cada una de estas funciones de transferencia establece la relación entre una subsecuencia de entrada y una subsecuencia de salida. En función del tipo de acción de entrada y de muestra de salida cada función de transferencia será una de los 16 posibles casos establecidos en el apartado anterior:

$$Y(z) = \left( U_1(z) \cdot G_{11}(z) + \cdots + U_{N_1}(z) \cdot G_{1N_1}(z) \right) + \cdots + \left( U_1(z) \cdot G_{N_21}(z) + \cdots + U_{N_1}(z) \cdot G_{N_2N_1}(z) \right) =$$

$$= \left( Exd \left\{ Skp \left\{ U(z) \right\}_{N_1} \right\}_{N_1} \cdot G_{11}(z) + \cdots + z^{-(N_1-1)} \cdot Exd \left\{ Skp \left\{ U(z) \cdot z^{N_1-1} \right\}_{N_1} \right\}_{N_1} \cdot G_{1N_1}(z) \right) + \cdots +$$

$$+ \cdots + \left( Exd \left\{ Skp \left\{ U(z) \right\}_{N_1} \right\}_{N_1} \cdot G_{N_21}(z) + \cdots + z^{-(N_1-1)} \cdot Exd \left\{ Skp \left\{ U(z) \cdot z^{N_1-1} \right\}_{N_1} \right\}_{N_1} \cdot G_{N_2N_1}(z) \right)$$

Se puede demostrar que la periodicidad del modelo presentado es igual al mínimo común múltiplo de las longitudes de ciclo de las conversiones D/A y A/D, esto es,  $N = mcm\{N_1, N_2\}$ . Obviamente, si la longitud de los ciclos de conversión es la misma esta será precisamente la periodicidad del modelo. Dicha periodicidad dará lugar a la dimensión del modelo multivariable, después de haber aplicado el operador de *lifting*. A través de las propiedades de los operadores *skip* y *expand* se llega a la expresión general del modelo multivariable, invariante con el tiempo, del SCBR con actuación y muestreo desfasados:

$$\left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i)} \cdot G_{ij}(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \text{Skp} \{ G_{11}(z) \}_N & \cdots & \text{Skp} \{ z^{-(N-1)} \cdot G_{1N}(z) \}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Skp} \{ z^{N-1} \cdot G_{N1}(z) \}_N & \cdots & \text{Skp} \{ G_{NN}(z) \}_N \end{bmatrix}$$

Las  $N \times N$  funciones de transferencia que intervienen en el modelo establecen la relación entre un tipo de acción y un tipo de muestra. Si las longitudes de los ciclos son diferentes, los ciclos se considerarán como un conjunto de varias repeticiones, en función de la relación entre la periodicidad ( $N$ ) y la longitud del ciclo ( $N_1$  o  $N_2$ ). De esta forma, el modelo se puede construir replicando un modelo básico constituido por  $N_1 \times N_2$  funciones de transferencia diferentes:

$$\begin{aligned} G_{ik}(z) &= G_{i(k-N_1)}(z) & \text{para } k > N_1 \\ G_{kj}(z) &= G_{(k-N_2)j}(z) & \text{para } k > N_2 \end{aligned}$$

Dado que en el modelo se han considerado los desfases asociados a ambos enlaces no será necesario añadir un retraso adicional de un periodo de muestreo básico como en los casos anteriores. Sin embargo, la implementación de la estructura de control diseñada a partir de este modelo seguirá necesitando del operador de descomposición que, al igual que en los casos anteriores, impone un retraso de un ciclo completo. El modelo, modificado con la inclusión de este retraso quedará como sigue:

$$\left[ z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i)} \cdot G_{ij}(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \{ G_{11}(z) \}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \{ z^{-(N-1)} \cdot G_{1N}(z) \}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \{ z^{N-1} \cdot G_{N1}(z) \}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \{ G_{NN}(z) \}_N \end{bmatrix}$$

Este modelo constituye una generalización de los dos anteriores, al los que se llega sin más que hacer  $N_2=1$  para el caso de actuación desfasada y muestreo sincronizado o  $N_1=1$  para el caso de actuación sincronizada y muestreo desfasado.

A modo de ejemplo se incluye el modelo correspondiente a un SCBR con actuación y muestreo desfasados en el que la secuencia de retrasos de acceso en ambos enlaces es 'r r R R' con respecto al desfase correspondiente al enlace. Con esta sucesión de retrasos las acciones y muestras irán pasando de manera cíclica por los tipos Am, MV, AM, y RM, como se muestra en las figuras 7.19 y 7.20. La longitud de ciclo será, por lo tanto,  $N=N_1=N_2=4$  y ésta será la dimensión del modelo multivariable:

$$\begin{bmatrix} \text{Skp} \{ G_{P(Am,Am)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ z^{-1} \cdot G_{P(MV,Am)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ z^{-2} \cdot G_{P(AM,Am)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ z^{-3} \cdot G_{P(RM,Am)} \}_4 \\ \text{Skp} \{ z \cdot G_{P(Am,MV)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ G_{P(MV,MV)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ z^{-1} \cdot G_{P(AM,MV)} \}_4 & \text{Skp} \{ z^{-2} \cdot G_{P(RM,MV)} \}_4 \\ \text{Skp} \{ z^2 \cdot G_{P(Am,AM)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ z \cdot G_{P(MV,AM)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ G_{P(AM,AM)} \}_4 & \text{Skp} \{ z^{-1} \cdot G_{P(RM,AM)} \}_4 \\ \text{Skp} \{ z^3 \cdot G_{P(Am,RM)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ z^2 \cdot G_{P(MV,RM)}(z) \}_4 & \text{Skp} \{ z \cdot G_{P(AM,RM)} \}_4 & \text{Skp} \{ G_{P(RM,RM)} \}_4 \end{bmatrix}$$

De cara a una implementación práctica el modelo anterior deberá ser modificado con un retraso de un ciclo completo (en este caso cuatro periodos básicos) para incluir el retraso que impone el operador de descomposición. Esto puede hacerse de forma sencilla con la conexión en serie del modelo anterior y el que se indica a continuación:

$$\begin{bmatrix} z_4^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_4^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z_4^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_4^{-1} \end{bmatrix}$$

## 7.6.- Modelo del SCBR por eventos

Todos los modelos planteados hasta el momento tienen una característica común. En todos ellos, las conversiones D/A y A/D que suponen los procesos de actuación y muestreo están basadas en temporización. Esto implica que existe algún tipo de base de tiempo que determina la aplicación de acciones de control y la captura de muestras, de manera que el tiempo que transcurre entre dos instantes consecutivos de actuación y entre dos instantes consecutivos de muestreo, es el mismo.

Se ha considerado la situación en la que estas bases de tiempo están desfasadas respecto a la del controlador remoto, que es considerada como la base de tiempos de referencia del SCBR. Estos desfases, unidos a la variabilidad del retraso de acceso al medio de comunicación compartido, dan lugar a pérdida y reutilización de información, así como a variaciones en la antigüedad de la información recibida. Todo ello impone cierto comportamiento irregular que ha sido modelado considerando que la secuencia de retrasos de acceso es variable pero siguiendo un patrón repetitivo. Con ello se puede modelar el bucle como un sistema periódico que puede ser desarrollado como un sistema multivariable invariante con el tiempo, para incluir la irregularidad en el modelo.

En la descripción del escenario del problema se ha considerado la posibilidad de que las conversiones estén basadas en eventos. En estas condiciones, el retraso de acceso al medio determina de forma directa los instantes de actuación y muestreo. Se considerarán por separado los casos de actuación irregular y muestreo irregular, que se describen a continuación:

- Actuación irregular: La llegada de una nueva acción al actuador, situado en el extremo local del SCBR, implica la aplicación inmediata de la misma sobre la planta. Como el retraso de acceso es variable, los instantes de llegada, y con ellos los instantes de conversión D/A, estarán distribuidos de manera irregular en el tiempo.
- Muestreo irregular: El proceso muestreo está gobernado por la llegada al dispositivo sensor de mensajes de comando ordenando la captura de una nueva muestra. Como la llegada de estas órdenes se ve afectada por el retraso de acceso al medio compartido, los instantes de conversión A/D estarán distribuidos de manera irregular en el tiempo.

De la misma forma que en el apartado anterior, para el caso del SCBR con conversiones desfasadas, se va a considerar comportamiento cíclico en la secuencia de retrasos de acceso al medio compartido. Con las conversiones basadas en eventos, el retraso de acceso no provoca pérdida ni reutilización de información. Todas las acciones enviadas por el enlace RL son aplicadas sobre la planta y todas las muestras capturadas llegan al controlador remoto. El retraso de acceso variable provoca antigüedad variable en la información utilizada en el receptor. En el caso anterior sólo había dos posibles antigüedades, mínima y máxima, según si el retraso de acceso es mayor o menor que el desfase. Ahora, la antigüedad es tan variable como lo es el retraso de acceso y si éste

tiene un comportamiento periódico también lo tendrán las conversiones D/A y A/D. El objetivo de este apartado es desarrollar un modelo del bucle que incluya el comportamiento dinámico de la planta controlada y la irregularidad asociada a las conversiones basadas en eventos. Para ello se considerarán por separado los modelos con actuación irregular y con muestreo irregular, para después combinarlos en el modelo general. El procedimiento para obtener el modelo de SCBR con sensor y actuador operando por eventos, será igual que en el caso de las conversiones desfasadas. Primero se obtendrá el modelo periódico para después convertirlo en su equivalente multivariable, aplicando técnicas de *lifting*.

En las figuras 7.21 y 7.22 se muestran los esquemas de tiempo correspondientes a los enlaces RL y LR basados en eventos. Se ha considerado despreciable el retraso de propagación de la información ( $\delta_p$ ), de manera que los instantes de transmisión (2) y recepción (3) coinciden en el tiempo. Para el caso del enlace RL, los instantes de generación (1) están regularmente distribuidos en el tiempo. Sin embargo, los instantes de recogida (4), al coincidir con los instantes de recepción (3) están afectados por el retraso de acceso al medio y, por lo tanto, se distribuyen de forma irregular. El desfase emisor-receptor (que constituye la antigüedad de la información utilizada) es igual al retraso asociado a la comunicación RL que esta acotado superiormente por el periodo de muestreo básico del SCBR (esto es,  $\Delta = \delta < T$ ).

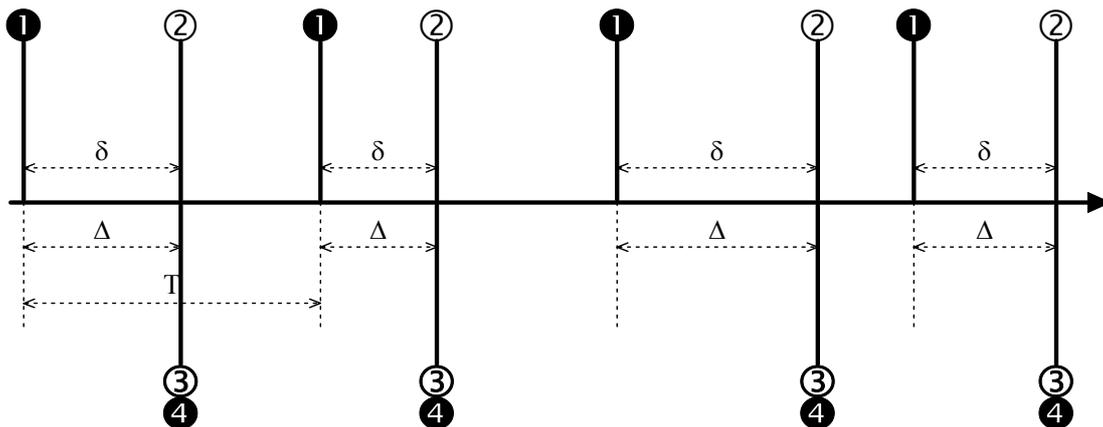


Figura 7.21.- Esquema de tiempos del enlace RL basado en eventos

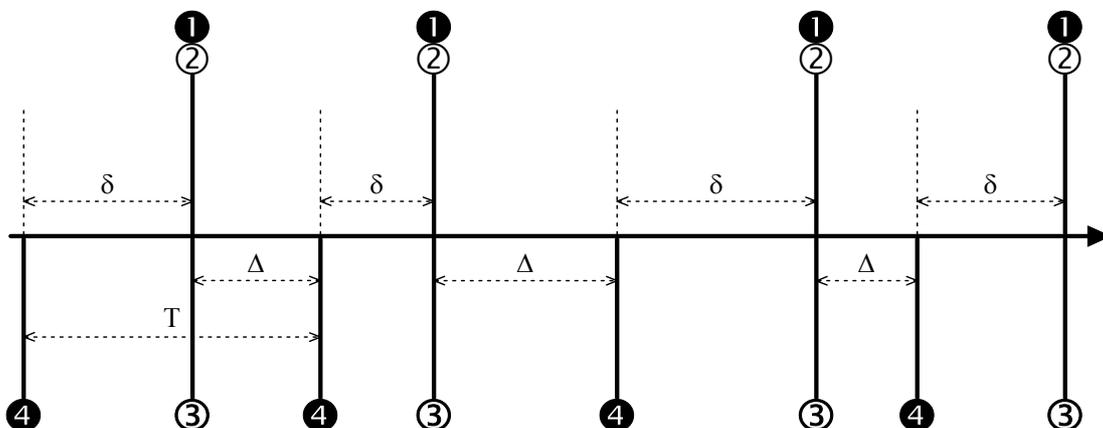


Figura 7.22.- Esquema de tiempos del enlace LR basado en eventos

La diferencia con el enlace LR es que en este caso, los instantes que se distribuyen de forma irregular son los de generación de información (1) que coinciden con los instantes de recepción en el extremo remoto del SCBR. Los instantes de recogida, en los que se utiliza la información, están distribuidos de forma regular. Además es en estos instantes en los que se inicia la emisión de un nuevo mensaje de comando para ordenar la captura de la siguiente muestra, solicitando el acceso al medio que será concedido después de un tiempo variable inferior al periodo de muestreo. La llegada de un comando al sensor remoto determina la captura de una nueva muestra y su inmediata transmisión hacia el controlador remoto. Se está asumiendo que la propia llegada del mensaje de comando implica la concesión del enlace para la transmisión de la información capturada. No se considera retraso alguno asociado a la conversión A/D, al acceso al medio ni a la transmisión de la información. En caso de que estos tiempos sean significativos, se pueden considerar como parte del retraso de acceso al medio por parte del emisor del mensaje de comando. En este caso, la antigüedad de la información será  $\Delta=T-\delta$ , que sigue siendo inferior a T.

En ambos casos los instantes regulares son los que dependen de la base de tiempos del controlador remoto. La irregularidad está asociada al extremo local del SCBR que es donde tienen lugar las conversiones con el mundo analógico. El comportamiento irregular sólo tiene sentido si está implicado un dispositivo de naturaleza continua. El tiempo que transcurre entre dos conversiones consecutivas es variable y está acotado por el doble del periodo de muestreo básico, que es la cota del retraso de acceso al medio de comunicación compartido. El caso de mayor separación entre instantes de conversión sucederá cuando un retraso de acceso pequeño vaya seguido por uno grande. Cuando a un retraso de acceso grande le siga uno pequeño, la separación entre instantes de conversión será mínima, tendiendo a cero.

A diferencia del comportamiento con desfase, en el SCBR por eventos, no hay pérdida y reutilización de la información. Todas las acciones generadas por el controlador remoto llegan a ser aplicadas, tarde o temprano, a la planta continua. Del mismo modo, todas las muestras capturadas en la variable de interés llegan a ser utilizadas por el controlador remoto. El retraso de acceso al medio de comunicación compartido se traduce en la variación de la antigüedad de la información recibida. Asumiendo, como en el caso anterior, que la variabilidad de los retrasos de acceso al medio sigue un cierto patrón repetitivo, es decir, que los retrasos de acceso se repiten de forma cíclica, la antigüedad de la información recibida será periódica y con ella el modelo que describe el comportamiento del bucle de control. En los apartados siguientes se desarrolla el modelo del SCBR, primero con actuación irregular, después con muestreo irregular para llegar al caso general en el que ambas conversiones pueden ser irregulares.

### 7.6.1.- Modelo del SCBR con actuación por eventos

En la figura 7.23 se muestra un ejemplo de conversión D/A irregular, con un ciclo de longitud N. Como se observa el tiempo de retención de cada acción de control es variable, dependiendo del retraso en la comunicación asociado a dicha acción y a la siguiente. El tiempo de retención asociado a la muestra k comienza en el instante  $t=kT+\delta_k$  y termina en el instante  $t=(k+1)T+\delta_{k+1}$ , donde  $\delta_k$  y  $\delta_{k+1}$  son, respectivamente, los retrasos de acceso de la acción retenida y de la siguiente en la secuencia. Los retrasos asociados a las acciones de control se repiten de forma periódica de forma que:

$$\delta_{k+N} = \delta_k$$

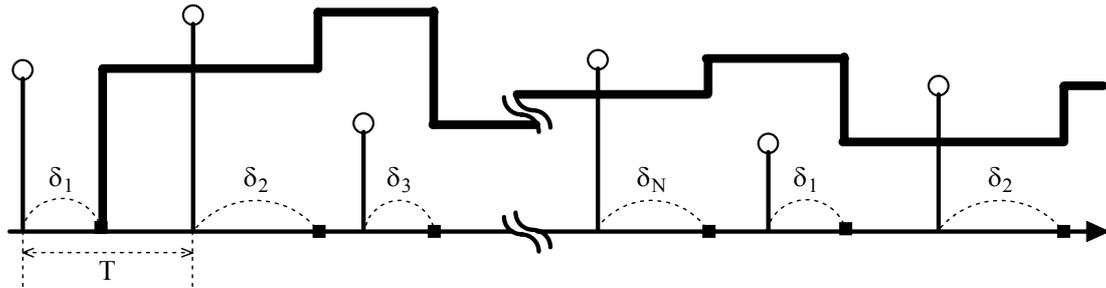


Figura 7.23.- Conversión D/A por eventos cíclica

En definitiva, cada acción de control estará aplicada sobre la planta un tiempo igual a  $T - \delta_k + \delta_{k+1}$ . Se puede plantear una expresión general del equivalente discreto que le corresponde a cada una de las acciones dentro del ciclo, en función de sus instantes de inicio y final de la retención. El modelo equivalente discreto de la planta continua en estas condiciones viene dado por la siguiente expresión, que es una generalización de la empleada en el caso de la actuación desfasada:

$$G_{P_k}(z) = \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \right\}_{U(s) = \frac{1}{s} (e^{-s \cdot \delta_k} - e^{-s(T + \delta_{k+1})})} = \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s \cdot \delta_k}}{s} \right\} - z^{-1} \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s \cdot \delta_{k+1}}}{s} \right\} =$$

$$= \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \delta_k \right\} - z^{-1} \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, \delta_{k+1} \right\}$$

Si el retraso de acceso de las dos acciones consecutivas es el mismo, la expresión anterior coincide con la correspondiente a la actuación desfasada para el caso de antigüedad mínima. Asumiendo que la secuencia de retrasos de acceso se repite de forma periódica, la secuencia de acciones de control se puede descomponer en N subsecuencias expandidas:

$$U(z) = U_1(z) + U_2(z) + \dots + U_N(z) = \sum_{k=1}^N U_k(z) = \sum_{k=1}^N z^{-(k-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{k-1} \cdot U(z) \right\}_N \right\}$$

Cada una de estas subsecuencias expandidas dará lugar a una secuencia completa de muestras de salida, al ser aplicada sobre la planta continua. Esta secuencia de salida se puede obtener utilizando el equivalente discreto de la planta, calculado para las condiciones que corresponden los elementos de la subsecuencia de acciones. En la superposición de las N secuencias de salida se puede obtener el modelo periódico del SCBR con actuación por eventos:

$$Y(z) = U_1(z) \cdot G_{P_1}(z) + U_2(z) \cdot G_{P_2}(z) + \dots + U_N(z) \cdot G_{P_N}(z) = \sum_{k=1}^N U_k(z) \cdot G_{P_k}(z) =$$

$$= \sum_{k=1}^N z^{-(k-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{k-1} \cdot U(z) \right\}_N \right\} \cdot G_{P_k}(z)$$

La expresión de la secuencia completa de muestras de salida constituye un modelo N-periódico que puede desplegarse como un modelo multivariable, invariante con el tiempo, por aplicación del operador de *lifting*, como se ha hecho en los casos anteriores. Este modelo es el que se indica a continuación, que coincide con el modelo obtenido para

el caso de actuación desfasada. La diferencia se encuentra en las funciones de transferencias sobre las que se aplica el operador *skip*:

$$\left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i)} \cdot G_{P_j}(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \text{Skp} \left\{ G_{P_1}(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_{P_2}(z) \right\}_N & \cdots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N \\ \text{Skp} \left\{ z \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ G_{P_2}(z) \right\}_N & \cdots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-2)} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Skp} \left\{ z^{N-1} \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{N-2} \cdot G_{P_2}(z) \right\}_N & \cdots & \text{Skp} \left\{ G_{P_N}(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

Si el muestreo de la variable de interés es regular y sincronizado con el reloj del controlador, el retraso de acceso al medio se traduce, desde el punto de vista del controlador remoto en un retraso de un periodo de muestreo completo. Además, para la implementación práctica de una estructura de control diseñada a partir del modelo multivariable, serán necesarios los operadores de composición y descomposición de subsecuencias. Este último impone un retraso de un ciclo completo en el bucle de realimentación. Estos retrasos adicionales deberán ser incluidos en el modelo, con lo que la expresión quedará modificada como sigue:

$$\left[ z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i+1)} \cdot G_{P_j}(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-N} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{N-2} \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

### 7.6.2.- Modelo del SCBR con muestreo por eventos

De la misma forma que en el caso de la actuación irregular se puede plantear el modelo del SCBR cuando el enlace LR opera por eventos repetitivos. En la figura 7.24 se muestra un esquema de tiempos correspondiente a este caso. Como se puede apreciar, los instantes de muestreo se producen en tiempo  $t=kT+\delta_k$  y están irregularmente distribuidos en el tiempo, dependiendo del retraso de acceso asociado a cada muestra. En este caso,  $\delta_k$  representa el retraso de acceso del mensaje de comando que determina la captura de la muestra. El tiempo que transcurre entre dos instantes de muestreo consecutivos es igual a  $T-\delta_k+\delta_{k+1}$ , de la misma forma que el tiempo de retención para el caso de la actuación irregular. La antigüedad de la información recibida en el controlador remoto será variable e igual a  $T-\delta_k$ . Los retrasos de acceso se repiten de forma periódica con longitud de ciclo  $N$ , dando lugar a un muestreo irregular cíclico.

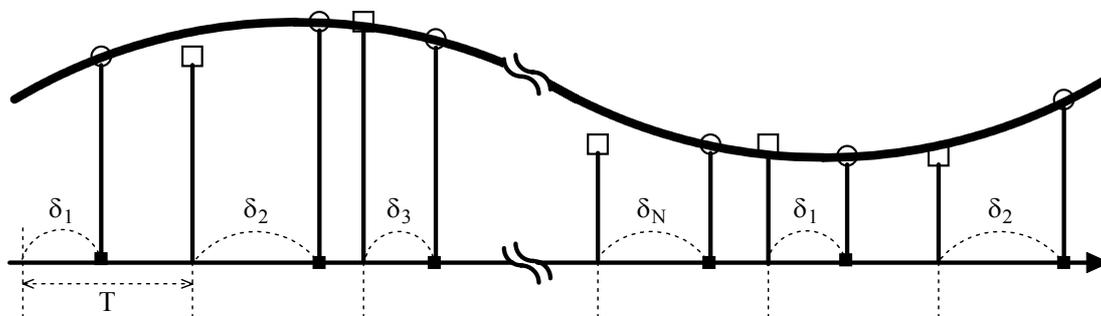


Figura 7.24.- Conversión A/D por eventos cíclica

Cada una de las muestras dentro de un ciclo de  $N$  consecutivas ha sido capturada en condiciones diferentes (con un retraso diferente). El equivalente discreto que modela el

comportamiento de la planta es, por lo tanto, diferente para cada componente del ciclo. La expresión general será la misma que la correspondiente al caso de muestreo desfasado con antigüedad mínima, sólo que en este caso el desfase es variable porque depende del retraso de acceso al medio  $\Delta=T-\delta_k$ :

$$G_{P_k}(z) = (1-z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s)}{s} \cdot e^{-s(T-\delta_k)} \right\} = (1-z^{-1}) \cdot \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, T-\delta_k \right\}$$

Como el comportamiento periódico está asociado a la secuencia de muestras, es ésta la que puede ser descompuesta en una colección de N subsecuencias expandidas. Cada una de estas subsecuencias procede de la aplicación de la secuencia de acciones de control sobre el equivalente discreto que corresponde a ese elemento del ciclo, es decir, el que se ha obtenido con el desfase asociado al instante de muestreo. Según esto, la secuencia de muestras capturadas de forma irregular por el sensor viene dada por la siguiente expresión:

$$Y(z) = Y_1(z) + Y_2(z) + \dots + Y_N(z) = \sum_{k=1}^N Y_k(z) = \sum_{k=1}^N z^{-(k-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{k-1} \cdot U(z) \cdot G_{P_k}(z) \right\} \right\}_N$$

La expresión anterior establece la relación entre la secuencia de acciones de control y la secuencia de muestras, tal y como es percibida por el controlador remoto. Constituye, por lo tanto, el modelo del SCBR con muestreo por eventos, que es un modelo N-periódico. Aplicando el operador de *lifting* se puede obtener el modelo multivariable equivalente, que toma la misma forma que el modelo correspondiente al SCBR con muestreo desfasado:

$$\left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i)} \cdot G_{P_i}(z) \right\} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \text{Skp} \left\{ G_{P_1}(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N \\ \text{Skp} \left\{ z \cdot G_{P_2}(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ G_{P_2}(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-2)} \cdot G_{P_2}(z) \right\}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Skp} \left\{ z^{N-1} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N & \text{Skp} \left\{ z^{N-2} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N & \dots & \text{Skp} \left\{ G_{P_N}(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

Este modelo multivariable debe ser modificado para incluir el retraso de un periodo de muestreo básico provocado por el enlace RL y el que aparecerá causado por el operador de descomposición de subsecuencias en la implementación de la estructura de control. Con estas modificaciones, el modelo definitivo queda como sigue:

$$\left[ z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-(j-i+1)} \cdot G_{P_i}(z) \right\} \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N & \dots & z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-N} \cdot G_{P_1}(z) \right\}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{N-2} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N & \dots & z_N^{-1} \cdot \text{Skp} \left\{ z^{-1} \cdot G_{P_N}(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

### 7.6.3.- Modelo del SCBR con actuación y muestreo por eventos

Combinando los dos modelos anteriores se puede llegar al modelo del SCBR cuando ambos enlaces operan por eventos. La longitud del ciclo de retrasos de acceso del enlace RL (actuación) será  $N_1$  y la del enlace LR (muestreo) será  $N_2$ . Esto significa que la secuencia de acciones de control se puede descomponer en  $N_1$  subsecuencias cada una de las cuales dará lugar a una secuencia de muestras después de ser aplicadas sobre el equivalente discreto de la planta. A su vez, cada una de estas secuencias de

salida (que procede de una subsecuencia de entrada) puede ser descompuesta en  $N_2$  subsecuencias de salida. En total, la secuencia de muestras tal y como es recibida por el controlador remoto tendrá  $N_1 \times N_2$  componentes, dando lugar al mismo número de funciones de transferencia que establecen la relación entre una subsecuencia de entrada y una de salida. Así la función de transferencia  $G_{P(j,i)}(z)$  establece la relación entre una secuencia de acciones aplicadas desde  $t=kT+\delta_j$  hasta  $t=(k+1)T+\delta_{j+1}$  y una secuencia de muestras capturadas en  $t=kT+\delta_i$ . La expresión general de estas funciones de transferencia es la siguiente:

$$\begin{aligned} G_{P(j,i)}(z) &= \mathcal{Z} \left\{ U(s) \cdot G_P(s) \cdot e^{-s(T-\delta_i)} \right\}_{U(s)=\frac{1}{s} \left( e^{-s\delta_j} - e^{-s(T+\delta_{j+1})} \right)} = \\ &= \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s(T-\delta_i)} \cdot e^{-s\delta_j}}{s} \right\} - z^{-1} \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_P(s) \cdot e^{-s(T-\delta_i)} \cdot e^{-s\delta_{j+1}}}{s} \right\} = \\ &= \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, T - \delta_i + \delta_j \right\} - \mathcal{Z}_{\Delta} \left\{ \frac{G_P(s)}{s}, T - \delta_i + \delta_{j+1} \right\} \end{aligned}$$

Como se aprecia en la expresión anterior, cada función de transferencia que establece la relación dinámica entre una acción y una muestra está determinada, además de por el comportamiento dinámico continuo de la planta, por el retraso asociado a la acción de control aplicada y a la siguiente y por el retraso de acceso asociado a la muestra capturada. Utilizando estas funciones de transferencia se llega a la expresión que proporciona la secuencia de muestras de la variable de interés, desde el punto de vista del receptor de la información:

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{i=1}^{N_2} \sum_{j=1}^{N_1} Y_{ij}(z) = \sum_{i=1}^{N_2} \sum_{j=1}^{N_1} z^{-(i-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{i-1} \cdot U_j(z) \cdot G_{P(j,i)}(z) \right\}_{N_2} \right\}_{N_2} = \\ &= \sum_{i=1}^{N_2} \sum_{j=1}^{N_1} z^{-(i-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{i-1} \cdot z^{-(j-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{j-1} \cdot U(z) \right\}_{N_1} \right\}_{N_1} \cdot G_{P(j,i)}(z) \right\}_{N_2} \right\}_{N_2} \\ &= \sum_{i=1}^{N_2} z^{-(i-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{i-1} \cdot \sum_{j=1}^{N_1} z^{-(j-1)} \cdot \text{Exd} \left\{ \text{Skp} \left\{ z^{j-1} \cdot U(z) \right\}_{N_1} \right\}_{N_1} \cdot G_{P(j,i)}(z) \right\}_{N_2} \right\}_{N_2} \end{aligned}$$

La expresión anterior constituye el modelo N-periódico del SCBR con actuación y muestreo por eventos. Como en el caso del SCBR con muestreo y actuación desfasados, la periodicidad del modelo viene dada por el mínimo común múltiplo de las longitudes de ciclo asociadas a los enlaces RL y LR. Ésta será además la dimensión del modelo multivariable que se puede obtener a partir de él. Este modelo estará constituido por una matriz de funciones de transferencia, cada una de las cuales establece la relación entre una subsecuencia de entrada y una de salida. La expresión, que generaliza los dos casos previos es la siguiente:

$$\left[ \text{Skp} \left\{ z^{-(j-1)} \cdot G_{P(j,i)}(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} \text{Skp} \left\{ G_{P(1,1)}(z) \right\}_N & \cdots & \text{Skp} \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_{P(1,N)}(z) \right\}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Skp} \left\{ z^{N-1} \cdot G_{P(N,1)}(z) \right\}_N & \cdots & \text{Skp} \left\{ G_{P(N,N)}(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

En el modelo anterior ya están incluidos los retrasos de acceso al medio de los dos enlaces puesto que fueron incluidos en las funciones de transferencia a partir de las cuales se ha generado el modelo. Se trata de un modelo que cuenta con N entradas y N salidas y que modela la realidad dinámica de una planta continua con una sola entrada y una sola salida. Por ello, para una implementación práctica de la estructura de control a la que dará lugar el modelo, serán necesarios los operadores de composición y descomposición de subsecuencias. Para que el modelo del SCBR contemple la influencia del operador de descomposición de subsecuencias es necesario incluir el retraso de un ciclo completo (N periodos de muestreo básicos) que provoca dicho operador. Con esta modificación el modelo del SCBR con actuación y muestreo por eventos quedará de la siguiente forma:

$$\left[ z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-(j-i)} \cdot G_{P_{(j,i)}}(z) \right\}_N \right]_{\substack{i=1,2,\dots,N \\ j=1,2,\dots,N}} = \begin{bmatrix} z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ G_{P_{(1,1)}}(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{-(N-1)} \cdot G_{P_{(N,1)}}(z) \right\}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ z^{N-1} \cdot G_{P_{(1,N)}}(z) \right\}_N & \cdots & z_N^{-1} \cdot Skp \left\{ G_{P_{(N,N)}}(z) \right\}_N \end{bmatrix}$$

## 7.7.- Estructura de control para el SCBR desfasado

A partir de los modelos planteados para el SCBR en ausencia de sincronismo se puede abordar el diseño del controlador que resuelve los problemas causados por dicha falta de sincronismo. Evidentemente, un control convencional que consigue un apropiado comportamiento del sistema en condiciones ideales (esto es, con los relojes de control actuación y muestreo sincronizados) puede no resultar suficiente cuando el desfase aparece. Un controlador convencional asume que la secuencia de acciones generada es aplicada de forma regular y que la secuencia de muestras que recibe ha sido capturada en instantes equiespaciados en el tiempo. En el SCBR por temporización, el hecho de que los relojes de actuación y muestreo no estén sincronizados con el reloj del controlador no es suficiente para provocar irregularidad. Es la combinación de desfase y retraso de acceso aleatorio la que da lugar a las conversiones irregulares. La variación en la antigüedad de la información recibida, así como los fenómenos de muestreo vacante y rechazo de muestra, no están previstos en el diseño de un control convencional y, por lo tanto, se degradarán las prestaciones del sistema. En el SCBR por eventos, los instantes de conversión están directamente relacionados con el retraso de acceso al medio de comunicación compartido, provocando irregularidad en las mismas.

Los modelos multivariables propuestos en los apartados anteriores combinan el comportamiento dinámico de la planta controlada con las irregularidades asociadas a las conversiones. Si el diseño del controlador se basa en dichos modelos, el comportamiento irregular estará previsto y el controlador diseñado será capaz de resolver la degradación de las prestaciones. Dado que el modelo a partir del cual se va a diseñar el control es multivariable, el controlador resultante también será un sistema multivariable. El número de entradas y salidas del modelo (y, por lo tanto, del controlador) es igual a la longitud del ciclo asociado a la irregularidad del bucle. Para una implementación práctica, el controlador multivariable diseñado a partir del modelo debe conectarse con el proceso bajo control, que cuenta únicamente con una entrada y una salida. Esta conexión será posible a través de dos interfaces de composición y descomposición, tal y como se muestra en la figura 5.3. En la figura 7.25 se muestra una modificación de dicha figura, adaptada al SCBR-1F con desfase. En el SCBR sincronizado el retraso de acceso variable es percibido por el receptor de la información como un retraso constante e igual al periodo de muestreo asociado al enlace (esto es,  $T_{RL}$  o  $T_{LR}$ ) y, por lo tanto, se modela

simplemente con un operador  $z^{-1}$ . Sin embargo, ahora el retraso de acceso determina la antigüedad de la información y la posible pérdida y reutilización de muestras y acciones de control. En la figura 7.25 esto se ha representado con un muestreo gobernado por una señal de reloj variable, representando el acceso al medio de comunicación compartido. La operación de los dispositivos actuador y sensor están determinadas por sendas señales de reloj desfasadas. Para el caso del SCBR en el que las conversiones D/A y A/D operan por eventos, no habrá ningún reloj, ni desfasado ni sincronizado que determine las conversiones y es el acceso al medio de comunicación compartido el que determina los instantes de muestreo y actuación.

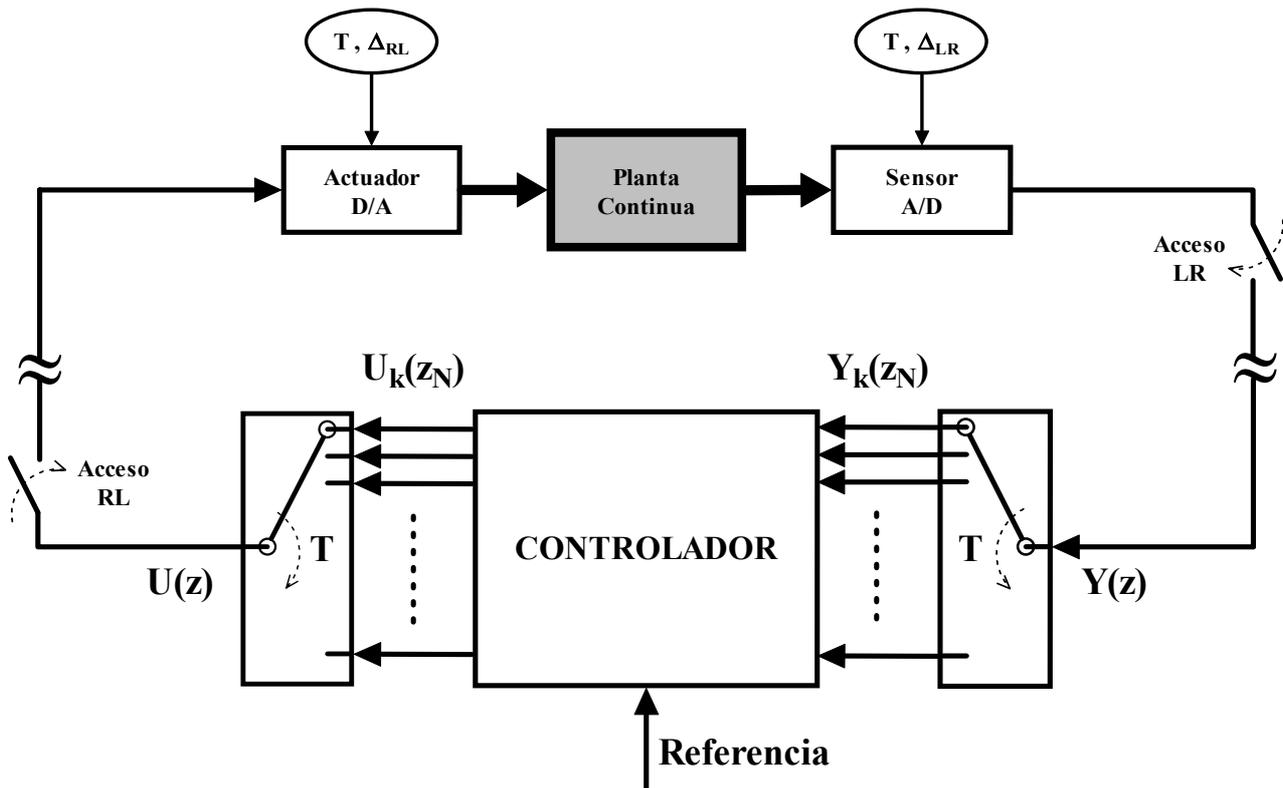


Figura 7.25.- Estructura de control para SCBR desfasado.

El operador de composición (enlace RL) no tiene influencia en el bucle de control ya que, simplemente, se encarga de emitir de forma secuencial cada grupo de  $N$  acciones de control generado por el controlador. Sin embargo, el operador de descomposición (enlace LR) sí tiene influencia en el bucle ya que, al tener que esperar hasta la llegada de la última muestra capturada en cada grupo de  $N$  consecutivas, introduce un retraso de  $N$  periodos de muestreo básicos. Este retraso introducido por el operador de descomposición ya ha sido incluido en el modelo y, por lo tanto, será tenido en cuenta en el diseño del controlador.

Tal y como se ha planteado el problema del SCBR no sincronizado, no se considera la posibilidad de reconstruir la información perdida durante la comunicación. En el caso del SCBR por eventos, el reconstructor de información es del todo innecesario ya que no hay pérdidas. Todas las acciones generadas llegan al extremo local del SCBR y son aplicadas sobre la planta continua. Del mismo modo, todas las muestras capturadas llegan al extremo remoto y son utilizadas por el controlador situado en este punto. Evidentemente, para que esto sea cierto el medio de comunicación compartido debe ser totalmente fiable. No es objeto del presente trabajo la pérdida de información debida a fallos en la comunicación. Por otra parte, en el SCBR por temporización en presencia de

desfase emisor-receptor, el fenómeno de rechazo de muestra supone, en la práctica, una pérdida de información. Sin embargo, ni siquiera en este caso se considera la inclusión en la estructura de control de un reconstructor de la información perdida, a diferencia de lo que se hizo para el caso del SCBR sincronizado. La justificación es que, en este caso, la cantidad de información perdida es inferior.

La multiplicidad  $N$  implica que  $N-1$  de cada grupo de  $N$  muestras o acciones consecutivas se pierden debido a limitaciones en el ancho de banda disponible. En el SCBR no sincronizado un ciclo de longitud  $N$  provoca una pérdida del 50% de la información en el caso peor. Esta situación se dará si la secuencia de retrasos de acceso al medio es, alternativamente, mayor y menor que el desfase. Sólo en este caso se producirá un rechazo de muestra seguido de un muestreo vacante, seguido de un nuevo rechazo de muestra, provocando que una de cada dos muestras o acciones se pierda y la otra se reutilice. Cualquier otra combinación de retrasos de acceso tendrá como consecuencia una menor cantidad de información perdida. Esta mayor eficiencia en la comunicación permite la posibilidad de un planteamiento diferente en el diseño de la estructura de control. En lugar de tratar de recuperar toda la información perdida se asume esta pérdida y se diseña el controlador teniéndola en cuenta.

Esta forma de resolver el problema impide que, incluso con un modelado perfecto del comportamiento dinámico del proceso bajo control y un conocimiento total de la secuencia de retrasos de acceso, no se obtendrán los mismos resultados que en condiciones ideales. Tan sólo será posible una razonablemente buena aproximación a los resultados obtenidos en ausencia de desfase.

## 7.8.- Resultados de simulación para el SCBR desfasado

De la misma forma que se ha hecho para el caso del SCBR sincronizado, los modelos propuestos para el SCBR desfasado se han validado por medio de simulación. El modelo de simulación empleado es diferente al correspondiente al SCBR sincronizado. En primer lugar, en este caso al no haberse considerado la posibilidad de enlaces lentos (esto es, el desarrollo sólo se ha aplicado al SCBR-1F) no son necesarios los operadores de diezmado y expansión en los enlaces de transmisión de muestras y acciones de control. Además el controlador no está separado en dos partes (remota y local) ya que toda la estructura de control está situada en el extremo remoto del SCBR. Los resultados de simulación se han obtenido, por separado, para los casos estudiados en este capítulo.

### 7.8.1.- SCBR no sincronizado por temporización

En la figura 7.26 se muestra el modelo de simulación empleado para el caso de SCBR, en presencia de desfase emisor-receptor. Las diferencias con el modelo de la figura 6.1 son evidentes. No se ha incluido un elemento de control local dado que todo el controlador está implementado en el extremo remoto. No hay operadores de diezmado y expansión en los enlaces RL y LR puesto que sólo se ha planteado el problema para el SCBR-1F. La estructura de control opera basada en el reloj del sistema que es la referencia de tiempos. El acceso al medio se ha simulado con un operador de muestreo y retención (*sample and hold*) gobernado por una señal de reloj irregular cíclica (CLC1 y CLC2). Las conversiones D/A y A/D, al no estar sincronizadas con el reloj del controlador, están determinadas por un reloj regular pero desfasado respecto a éste (DFS1 y DFS2).

En la figura 7.27 se muestra el modelo de simulación para la estructura de control remota. El nudo de realimentación calcula la diferencia entre la referencia y la secuencia de muestras recibidas, dando lugar a la secuencia de muestras de la señal de error. El

controlador ha sido diseñado a partir de un modelo multivariable y, por lo tanto, será un sistema LTI con N entradas y N salidas. Como la secuencia de error es única y la secuencia de acciones de control aplicadas también debe serlo, hacen falta los operadores de descomposición y composición a la entrada y salida, respectivamente, del controlador. En los ejemplos realizados se ha empleado una multiplicidad N=4.

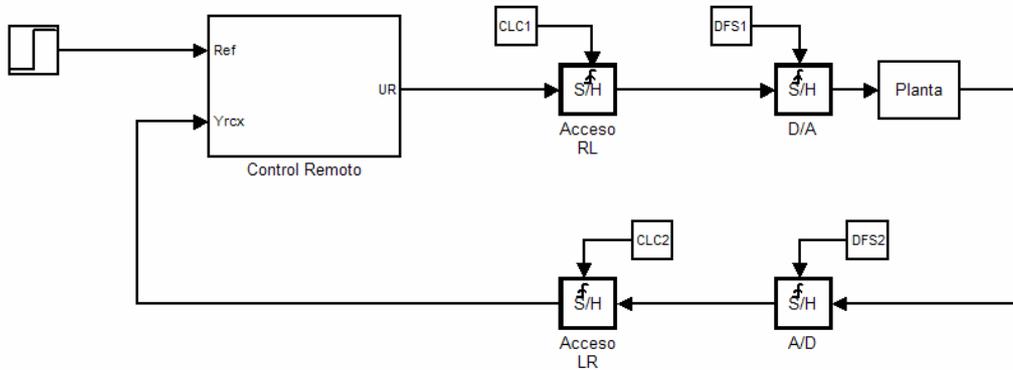


Figura 7.26.- Modelo de simulación del SCBR no sincronizado

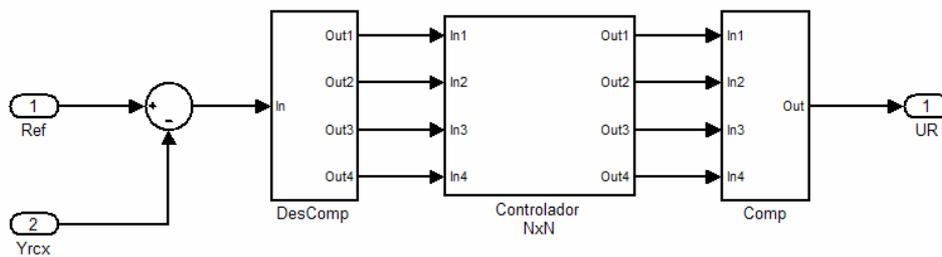


Figura 7.27.- Modelo de simulación del control remoto para el SCBR no sincronizado

En las figuras 7.28 y 7.29 se muestra el detalle de la implementación de los operadores de descomposición y composición, para una longitud de ciclo N=4. El operador de descomposición se ha realizado mediante operadores de diezmo y retrasos y el operador de composición utiliza operadores de expansión, retrasos y un sumador para superponer todas las contribuciones. El operador de descomposición supone un retraso efectivo de un ciclo completo en el bucle de control.

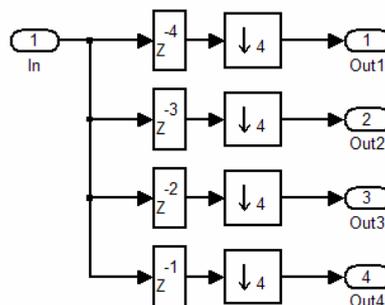


Figura 7.28.- Modelo de simulación del operador de descomposición

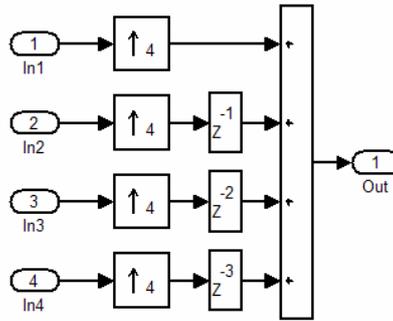


Figura 7.29.- Modelo de simulación del operador de composición

Con el modelo de simulación descrito se han obtenido los resultados que se relacionan a continuación. La función de transferencia utilizada como planta a controlar y el regulador PID diseñado en condiciones ideales son los mismos los empleados para los resultados mostrados en el capítulo 6 con el SCBR sincronizado, así como el periodo de muestreo básico del SCBR ( $T$ ). La longitud del ciclo de los retrasos de acceso en ambos enlaces es  $N=4$  y la secuencia de retrasos de acceso es la descrita en el ejemplo del apartado 7.5 y que da lugar a la siguiente secuencia de tipos de acciones de control y muestras: Am, MV, AM, y RM. El modelo multivariable, para el ejemplo, será un sistema de dimensión  $4 \times 4$  a partir del cual se ha diseñado un regulador multivariable por asignación de polos, para unas especificaciones de funcionamiento similares a las empleadas en el diseño del regulador PID con la intención de llegar a unas prestaciones parecidas.

Los resultados han sido obtenidos en tres condiciones diferentes. El primer caso corresponde a la situación ideal del SCBR-1F con conversiones sincronizadas (es decir, en ausencia de desfases), empleando el regulador PID compensado para dos periodos de muestreo básicos. En las figuras 7.30 y 7.32 se muestran, respectivamente, las señales correspondientes a los enlaces RL y LR, es decir la acción de control aplicada y la variable de interés realimentada. Las figuras 7.31 y 7.33 son detalles ampliados de las zonas marcadas en las anteriores (con trazo discontinuo), que permiten observar mejor los eventos que suceden en los enlaces de comunicación.

En estas condiciones, se cumplen las especificaciones deseadas ya que el regulador está operando en las condiciones para las que fue diseñado. Los resultados son equivalentes a los que se muestran en las figuras 6.5 y 6.6. La diferencia estriba en el hecho de que ahora se indican con las marcas sólidas los instantes de llegada de las acciones y muestras al receptor que suceden un tiempo variable después de los instantes de generación de la información (marcas huecas). La línea continua del enlace RL representa la acción de control aplicada sobre la planta, después de la conversión D/A. En el enlace LR la línea continua es la variable de interés y las marcas con asteriscos representan la secuencia de muestras recogidas por el controlador remoto, en los instantes determinados por el reloj de referencia del SCBR.

Como se puede apreciar en los detalles ampliados, el retraso de acceso es variable de forma cíclica y la longitud de este ciclo es igual a cuatro. Sin embargo, el retraso percibido por el receptor es constante e igual a un periodo de muestreo en cada uno de los dos enlaces ya que los relojes de emisor y receptor están sincronizados. Así pues, como el retraso es percibido como constante y ha sido compensado en el diseño del regulador, los resultados son los esperados, cumpliendo las especificaciones deseadas.

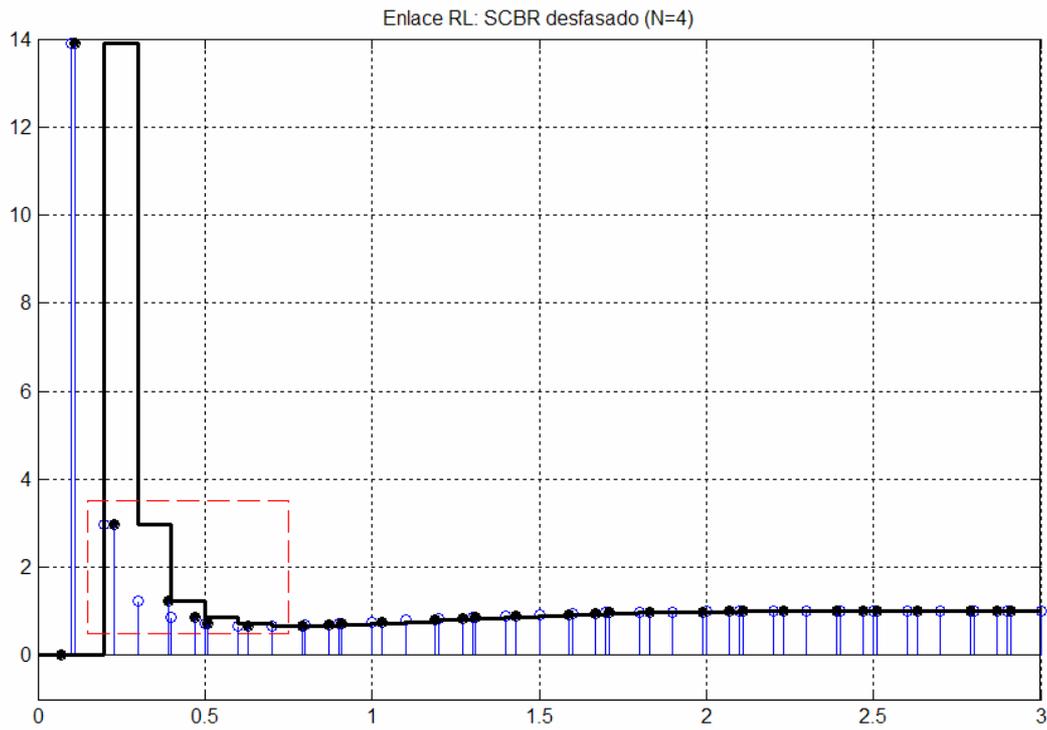


Figura 7.30.- Enlace RL: SCBR-1F

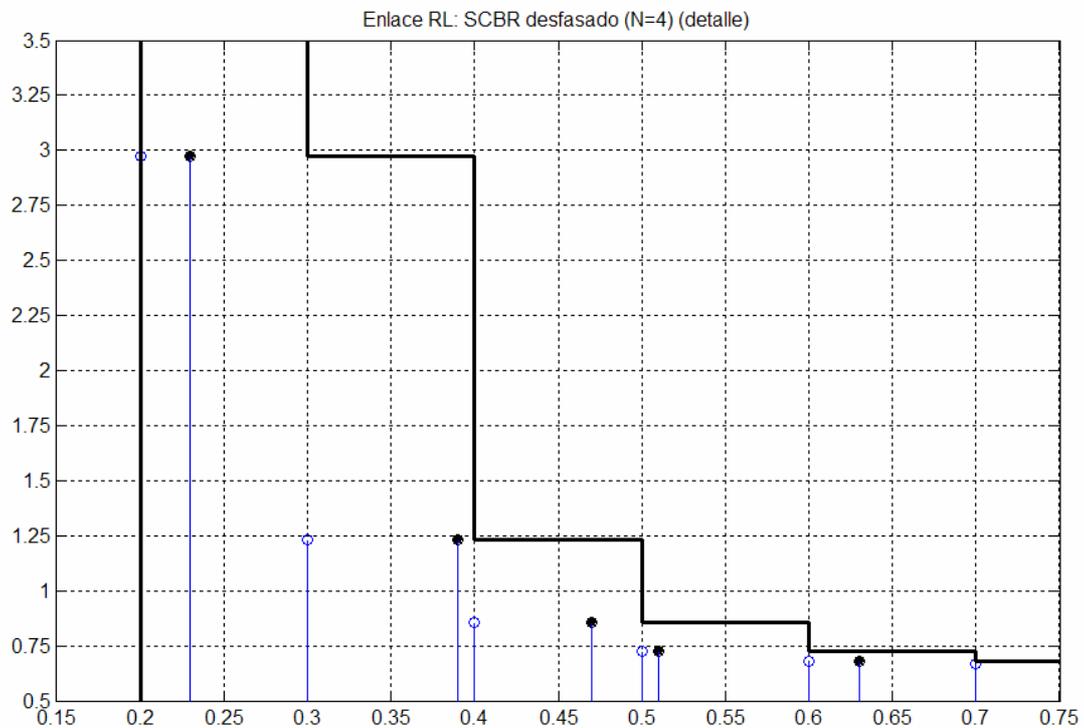


Figura 7.31.- Enlace RL: SCBR-1F (detalle)

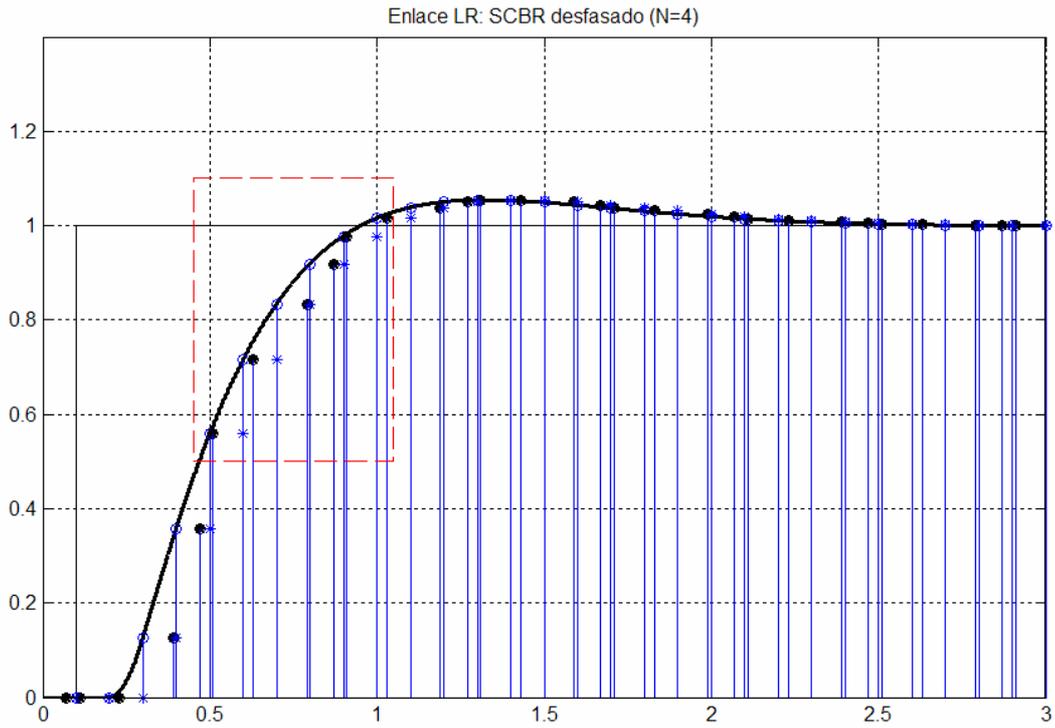


Figura 7.32.- Enlace LR: SCBR-1F

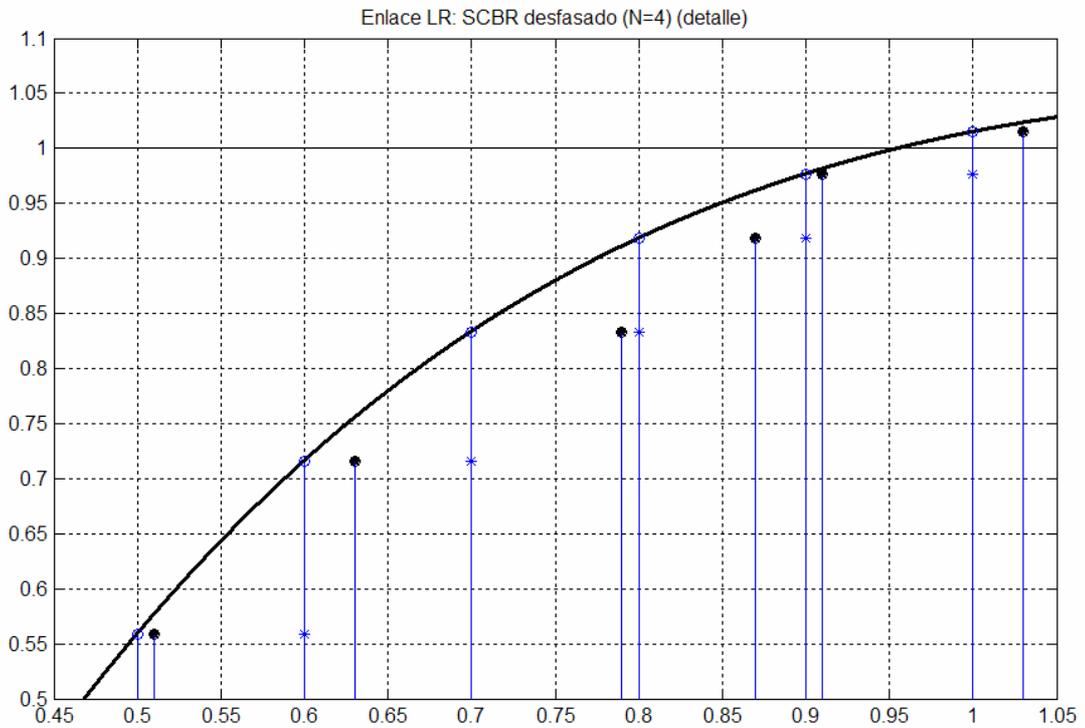


Figura 7.33.- Enlace LR: SCBR-1F (detalle)

La segunda colección de resultados (figuras 7.34 a 7.37) proviene del SCBR, utilizando el mismo controlador que en el caso anterior pero en presencia de desfase emisor-receptor en ambos enlaces de comunicación. En el enlace RL se ha empleado un desfase del 40% respecto al periodo de muestreo ( $\Delta_{RL}=0.4 \cdot T=0.04$ ) y en el enlace LR el desfase aplicado es del 60% ( $\Delta_{LR}=0.6 \cdot T=0.06$ ). Este desfase se pone de manifiesto en la separación temporal entre los instantes de generación de la información y los instantes de utilización de la misma. La secuencia de retrasos de acceso al medio es la misma que la empleada en el caso anterior. La presencia del desfase unido al retraso de acceso variable da lugar a muestreos vacantes y a rechazos de muestra, así como a variación en la antigüedad de la información recibida. Esto se puede apreciar con facilidad en los detalles ampliados de las señales. En la figura 7.35, la primera acción de control es aplicada dos veces (MV), la segunda es aplicada con antigüedad  $T+\Delta_{RL}$  (AM), la tercera se pierde (RM) y la cuarta es aplicada con antigüedad  $\Delta_{RL}$  (Am), para volver a comenzar el ciclo. En el fragmento de señal visualizado en el detalle para el enlace LR (figura 7.37) se puede apreciar como la primera muestra es recogida con antigüedad  $\Delta_{LR}$  (Am), la segunda es recogida dos veces (MV), la tercera es recogida con antigüedad  $T+\Delta_{LR}$  (AM) y la cuarta es rechazada (RM). Aunque con más dificultad en las señales completas (figuras 7.34 y 7.36) se puede observar como estas secuencias se repiten durante todo el tiempo de simulación.

La antigüedad variable de la información unida a la pérdida y reutilización de parte de la misma sucede sin que el regulador esté preparado para responder a ello. Este comportamiento imprevisto degrada las prestaciones de funcionamiento haciendo que el comportamiento global difiera del establecido por medio de las especificaciones, en base a las cuales se ha diseñado el regulador convencional. Esto se puede apreciar en la evolución temporal de la variable de interés, comparada con la obtenida en ausencia de desfase.

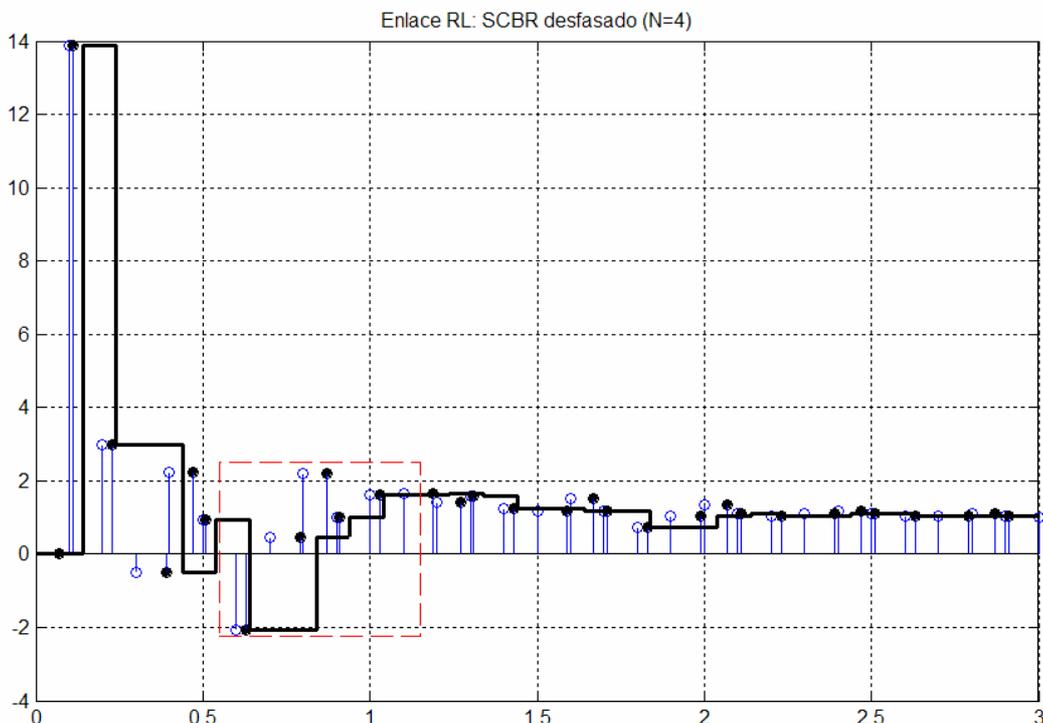


Figura 7.34.- Enlace RL: SCBR-1F con desfase

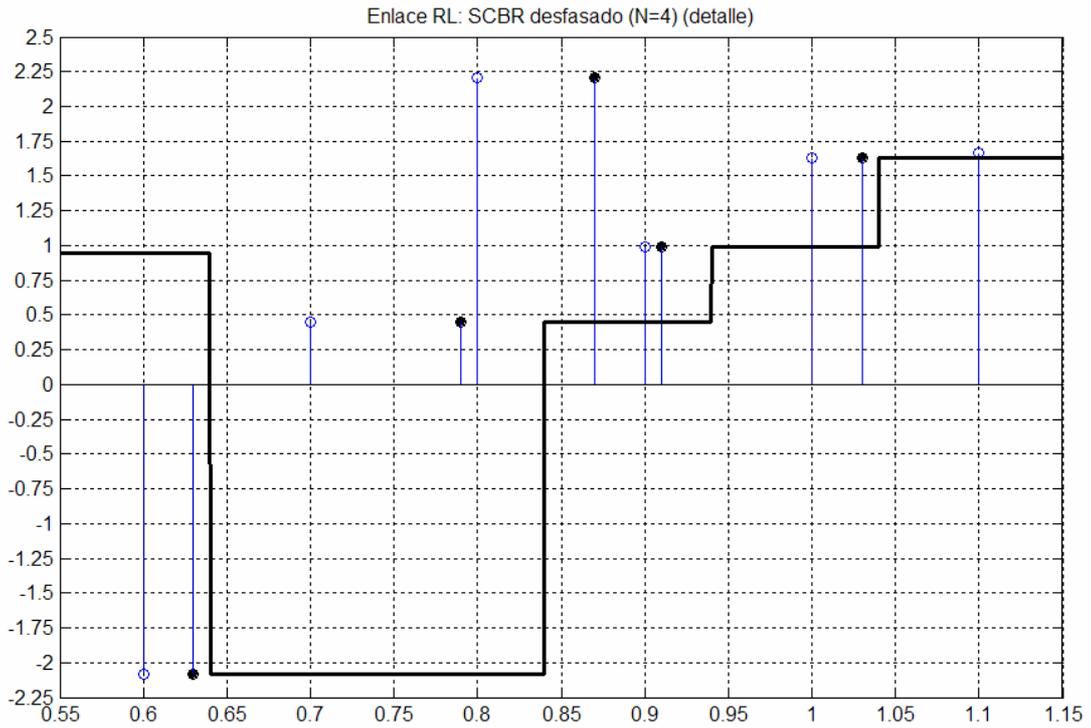


Figura 7.35.- Enlace RL: SCBR-1F con desfase (detalle)

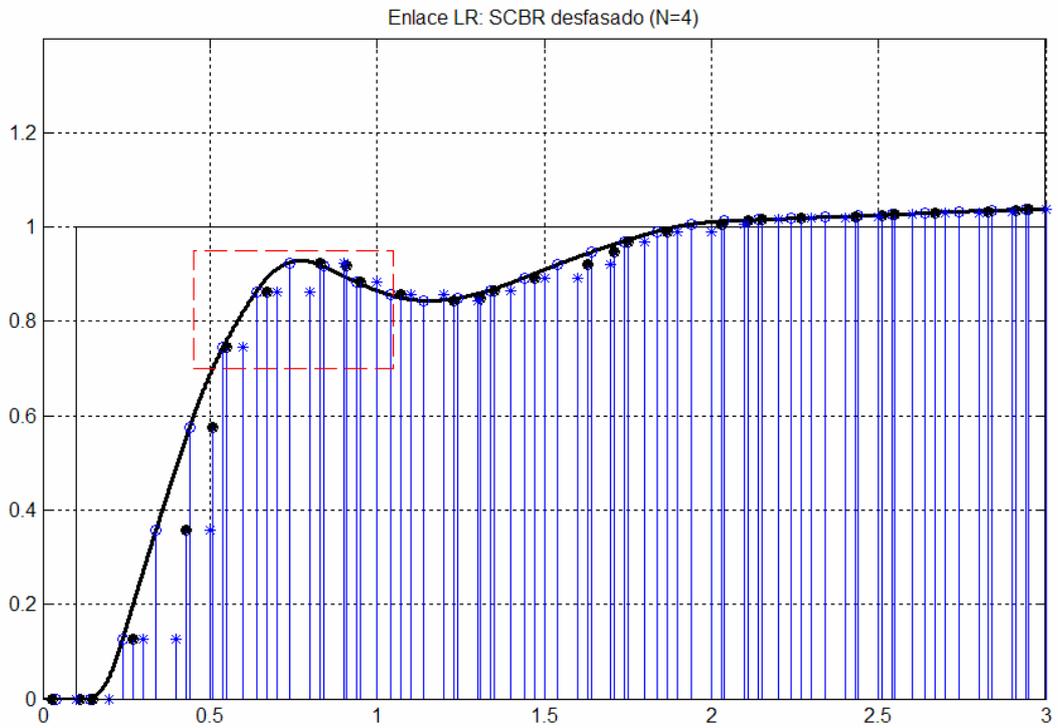


Figura 7.35.- Enlace LR: SCBR-1F con desfase

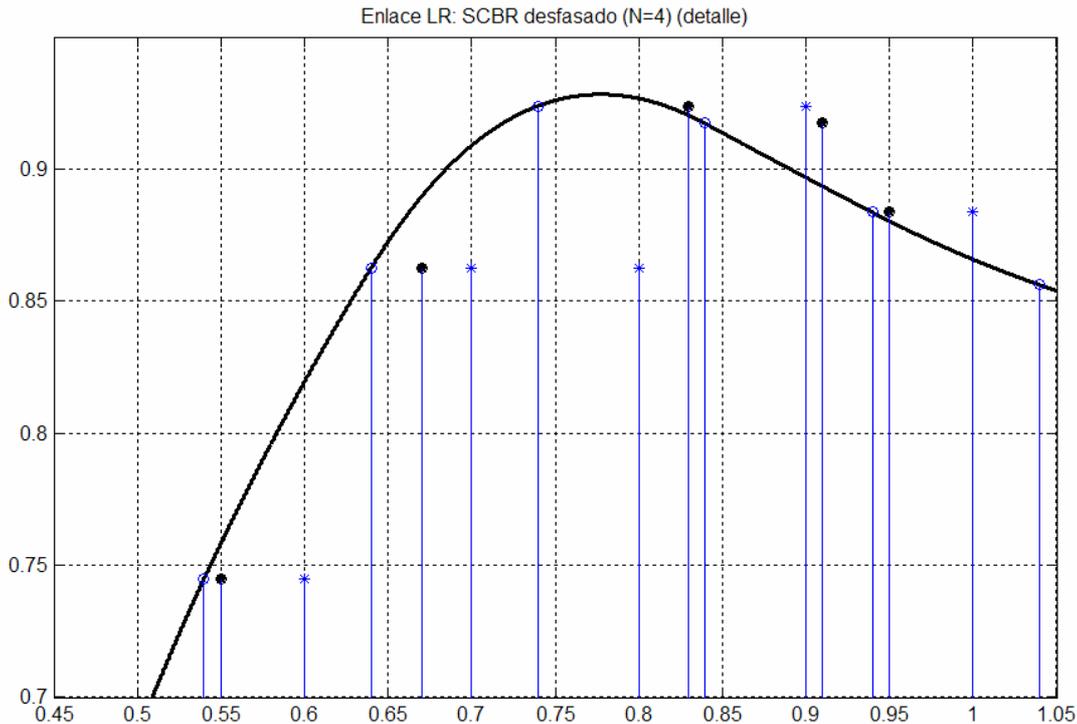


Figura 7.35.- Enlace LR: SCBR-1F con desfase (detalle)

El tercer y último grupo de figuras de este subapartado corresponde a la solución propuesta para el problema que se pone de manifiesto en el caso anterior. Conocidos el comportamiento dinámico de la planta controlada, los desfases y los ciclos de situaciones de ambos enlaces se puede plantear el modelo multivariable que reúne toda esta información. A partir de este modelo se ha diseñado un controlador multivariable por realimentación del estado, con el objetivo de cumplir unas especificaciones similares a las utilizadas en el diseño del regulador PID convencional. Para ello se han utilizado técnicas convencionales de asignación de polos sobre el modelo del SCBR desfasado, incluyendo el diseño del observador para la estimación del estado. Para la implementación de este control multivariable sobre la planta, que dispone de una única entrada y una única salida, se han empleado los operadores de composición y descomposición, anteriormente descritos. Los resultados se muestran en las figuras 7.36 a 7.39. En los detalles ampliados se puede apreciar como el desfase sigue presente, el retraso de acceso variable también y, por lo tanto, sigue habiendo variación en la antigüedad, así como pérdidas y reutilizaciones de la información transmitida. Sin embargo, como toda esta irregularidad estaba prevista en el modelo a partir del cual se ha realizado el diseño del controlador, los resultados son similares a los obtenidos en ausencia de desfase, como se puede apreciar comparando la evolución temporal de la variable de interés en las figuras 7.38 y 7.32.

En la figura 7.40 se muestra un detalle de las cuatro secuencias de acciones de control generadas por el controlador multivariable antes de pasar por el operador de composición que las reúne en una sola señal. Del mismo modo, en la figura 7.41 se muestran las cuatro secuencias de muestras utilizadas por el controlador multivariable y que son el resultado de la operación de descomposición de la secuencia recibida. En ambos casos las muestras resaltadas (sólidas) corresponden con las cuatro primeras acciones de control y muestras de los detalles de las figuras 7.37 y 7.39.

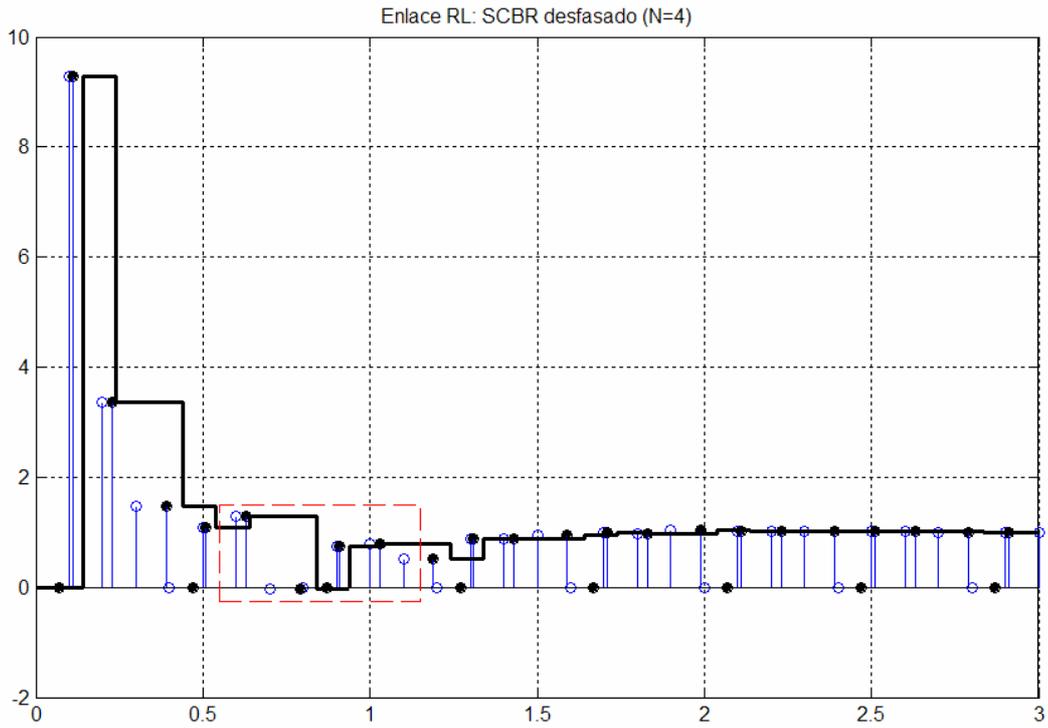


Figura 7.36.- Enlace RL: SCBR-1F con desfase corregido

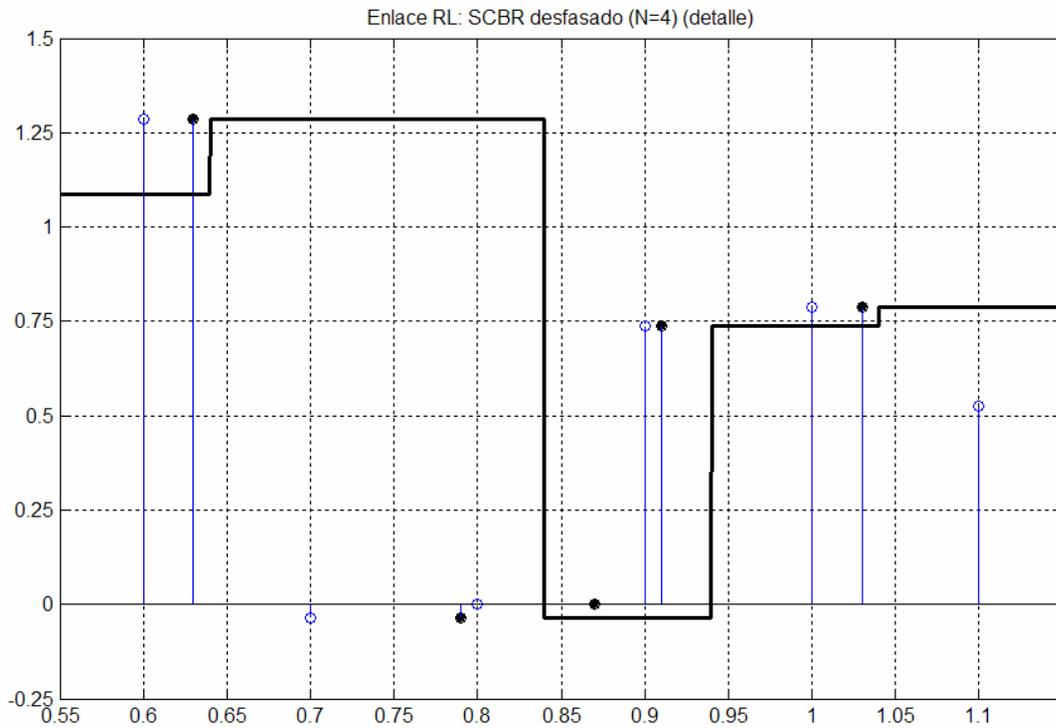


Figura 7.37.- Enlace RL: SCBR-1F con desfase corregido (detalle)

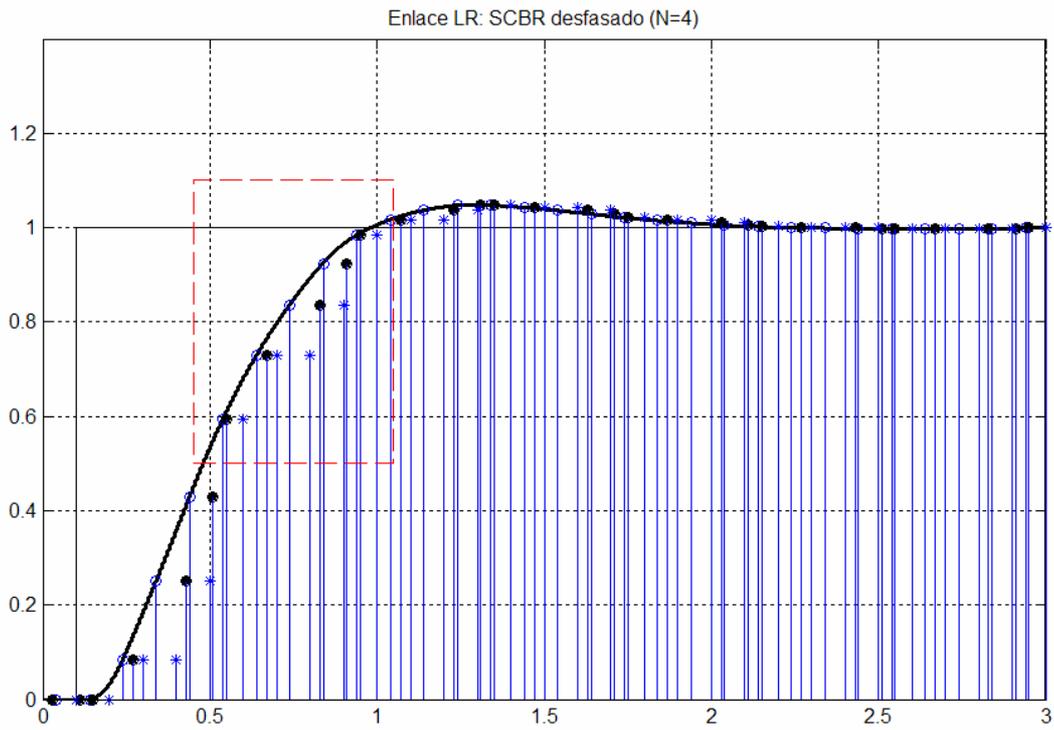


Figura 7.38.- Enlace LR: SCBR-1F con desfase corregido

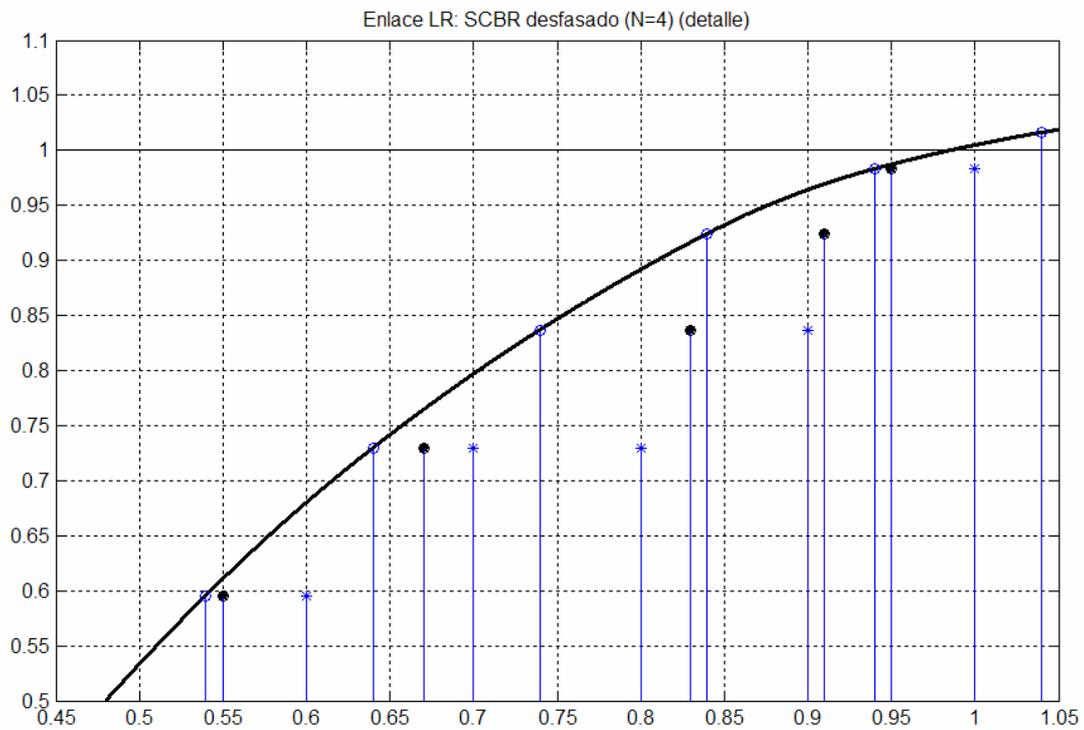


Figura 7.39.- Enlace LR: SCBR-1F con desfase corregido (detalle)

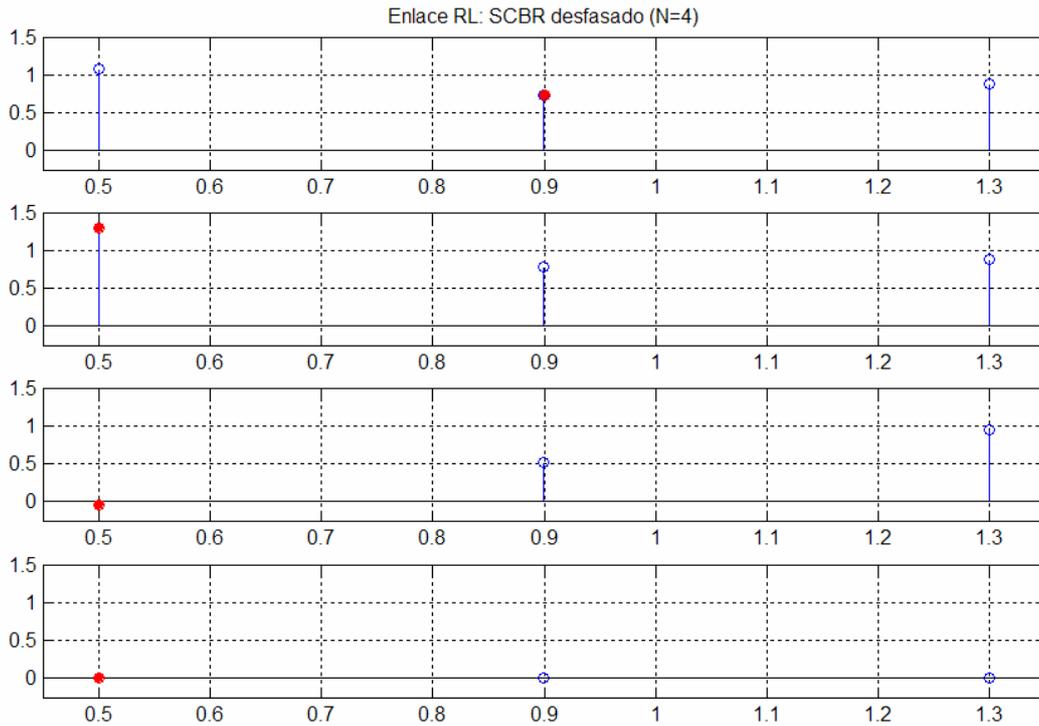


Figura 7.40.- Enlace RL: Acciones de control antes de la composición

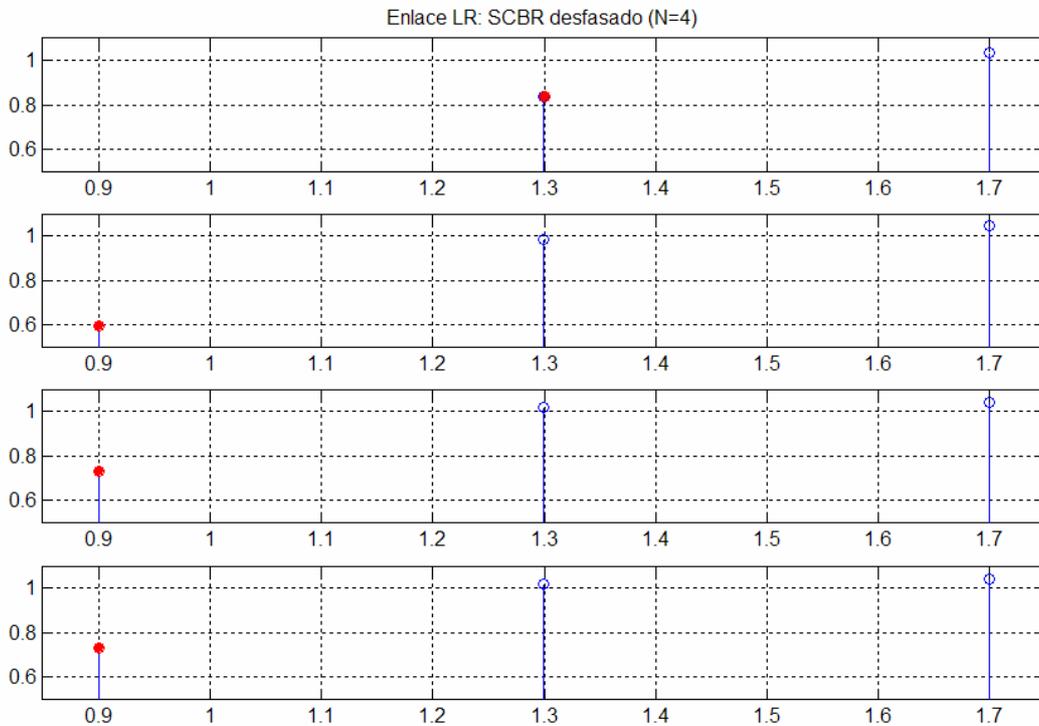


Figura 7.41.- Enlace LR: Secuencia de muestras después de la descomposición

### 7.8.2.- SCBR no sincronizado por eventos

De la misma forma que en el modo de operación por temporización, el modelo propuesto para el SCBR operando por eventos ha sido validado por medio de simulación. El modelo de simulación empleado, representado en la figura 7.42, es ligeramente diferente al del caso anterior. La diferencia radica en que, mientras que antes la aplicación de acciones y la captura de muestras (esto es, las conversiones D/A y A/D) estaban determinadas por sendos relojes desfasados respecto a la base de tiempo de referencia, ahora es el retraso de acceso el que indica los instantes de conversión. Como antes estos retrasos de acceso están simulados mediante señales de reloj irregulares y cíclicas (CLC1 y CLC2). El modelo de simulación empleado para la estructura de control es el mismo que en el caso anterior, incluyendo los operadores de composición y descomposición.

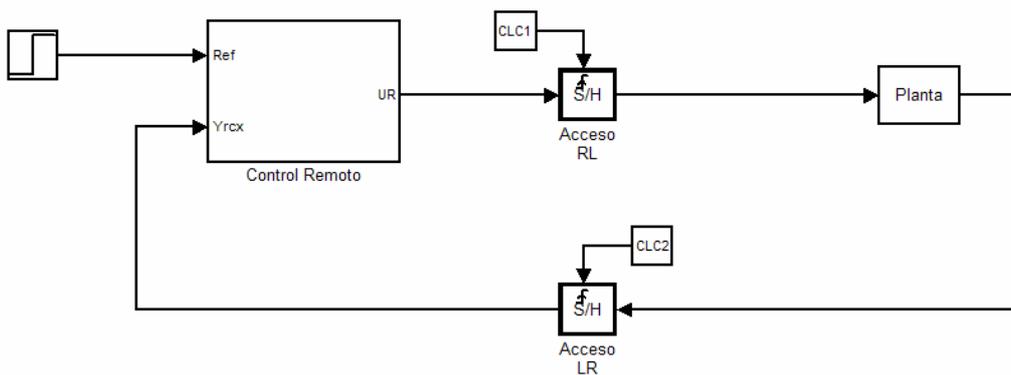


Figura 7.42.- Modelo de simulación del SCBR por eventos

Utilizando este modelo de simulación se han obtenido resultados en las mismas condiciones que para el caso del SCBR desfasado, es decir, en tres condiciones diferentes. En condiciones ideales se emplea el regulador PID convencional, compensado para un retraso constante de  $2T$ , y las conversiones son regulares y sincronizadas con la base de tiempos del controlador. Los resultados se muestran en las figuras 7.43 a 7.46, con la misma interpretación que en el caso anterior. Como era de esperar, los resultados son idénticos a los de las figuras 7.30 a 7.33, salvo que se han utilizado secuencias de retrasos diferentes aunque con la misma longitud de ciclo. Como el retraso percibido por el receptor es el mismo, independientemente de cual sea la secuencia de retrasos de acceso, la evolución temporal de la salida es exactamente igual que en el caso anterior.

Donde se aprecian claramente las diferencias entre el SCBR desfasado y el SCBR por eventos es en los resultados de las figuras 7.47 a 7.50. En la señal transmitida por el enlace RL se observa la conversión D/A irregular. En el detalle ampliado se observa claramente que el instante de recepción de cada acción determina el inicio de la aplicación de la misma y el final coincide con la llegada de la siguiente. Esta es la esencia de las conversiones por eventos y, como los retrasos de acceso se repiten de forma cíclica también lo hacen las duraciones de los periodos de retención, en este caso con un ciclo de longitud cuatro. En el enlace RL se aprecia la conversión A/D irregular en la distribución irregular de los instantes de captura de muestras en la variable de interés. Como no se ha considerado ningún retraso en la transmisión de la información capturada, los instantes de captura coinciden con los instantes de recepción. Sin embargo, las muestras capturadas son recogidas (y utilizadas) de forma regular en función de la base de tiempos del controlador remoto. En ninguno de los dos enlaces se pierde información pero la irregularidad en las conversiones no estaba prevista en el controlador, el comportamiento del sistema se separa del descrito por las especificaciones de diseño.

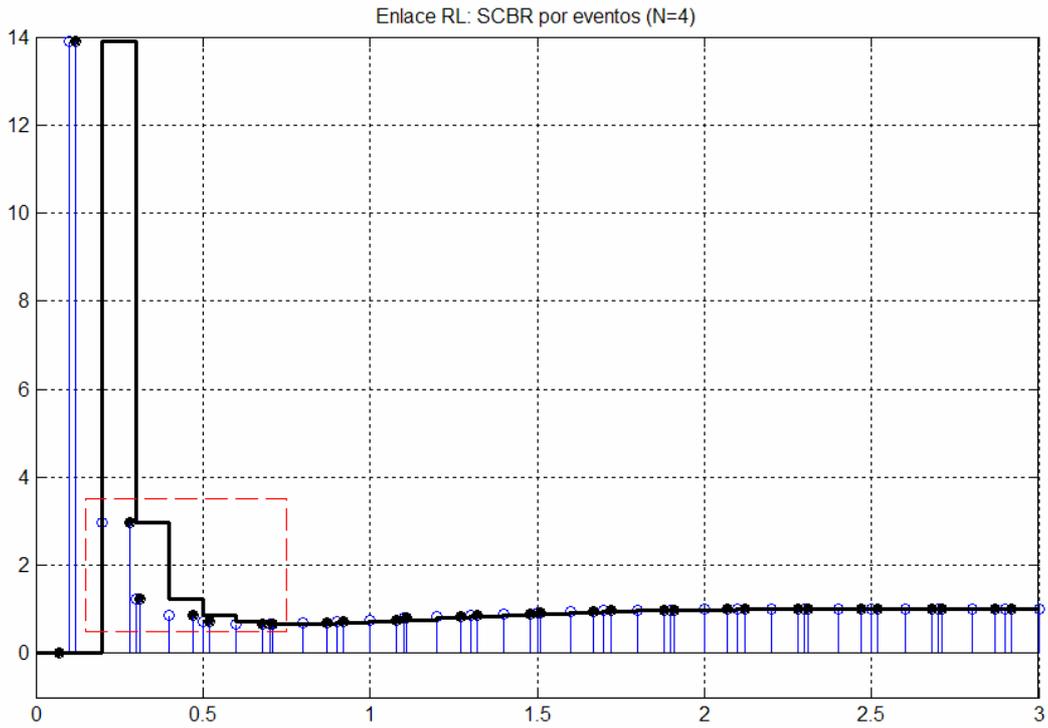


Figura 7.43.- Enlace RL: SCBR-1F

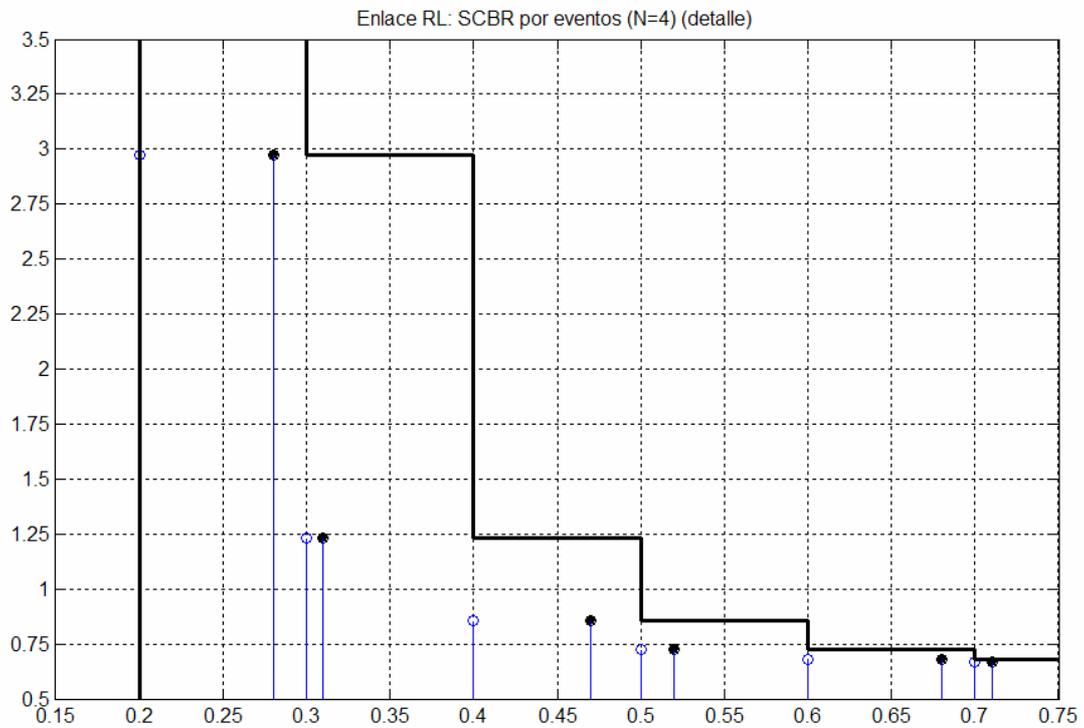


Figura 7.44.- Enlace RL: SCBR-1F (detalle)

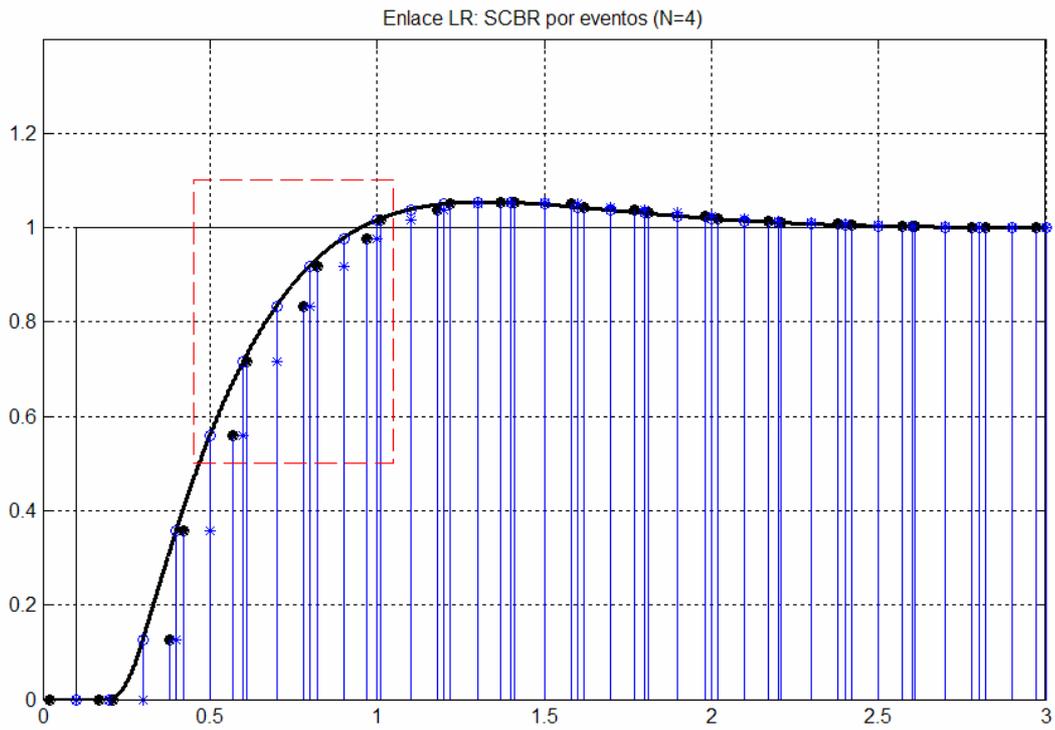


Figura 7.45.- Enlace LR: SCBR-1F

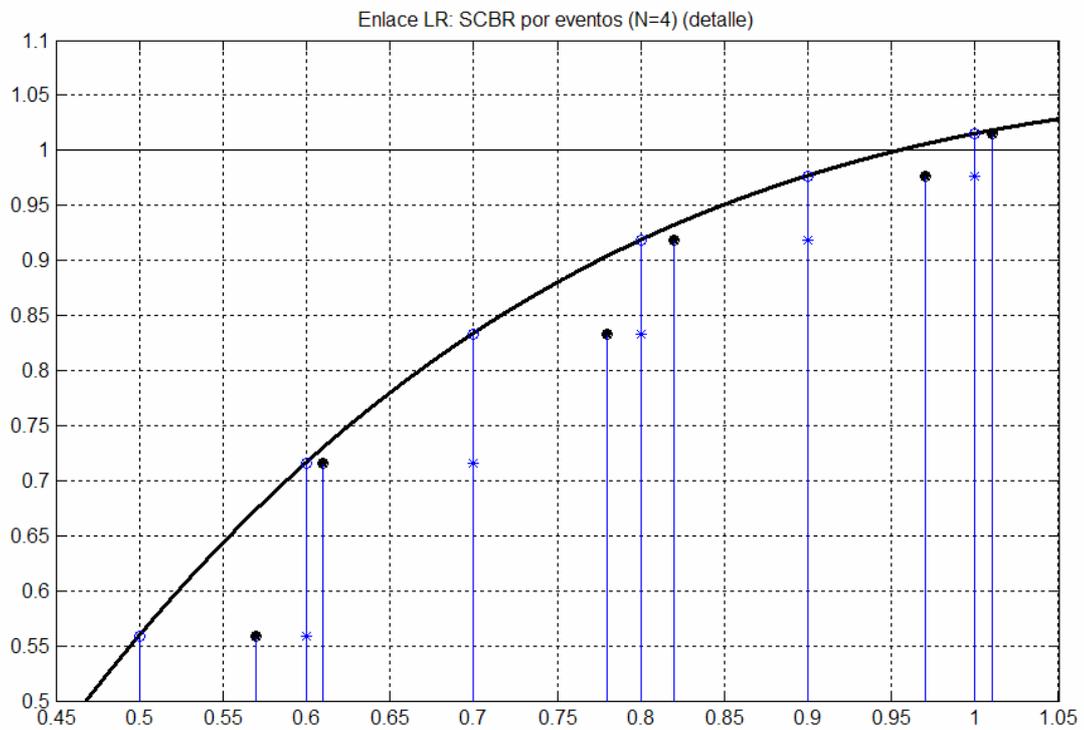


Figura 7.46.- Enlace LR: SCBR-1F (detalle)

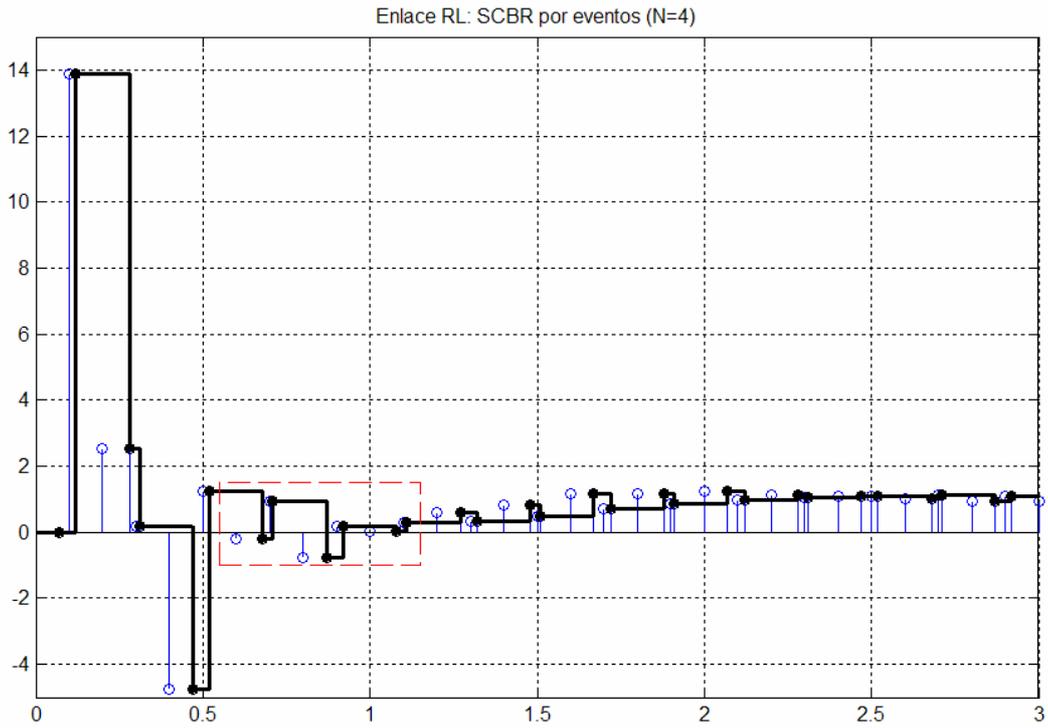


Figura 7.47.- Enlace RL: SCBR-1F por eventos

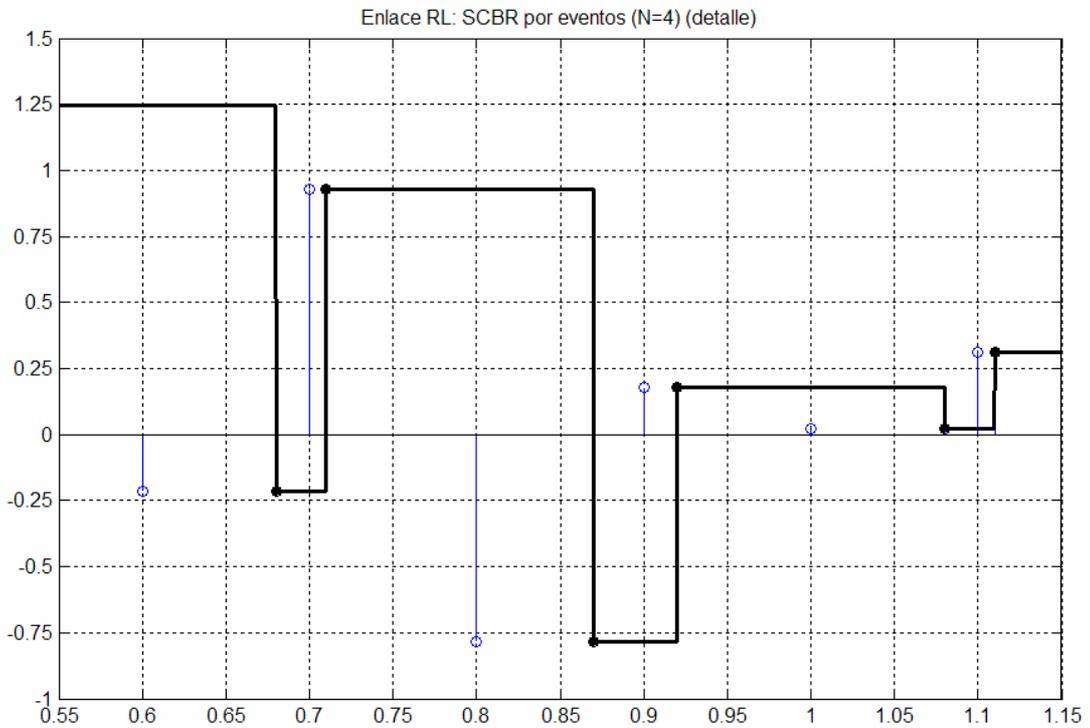


Figura 7.48.- Enlace RL: SCBR-1F por eventos (detalle)

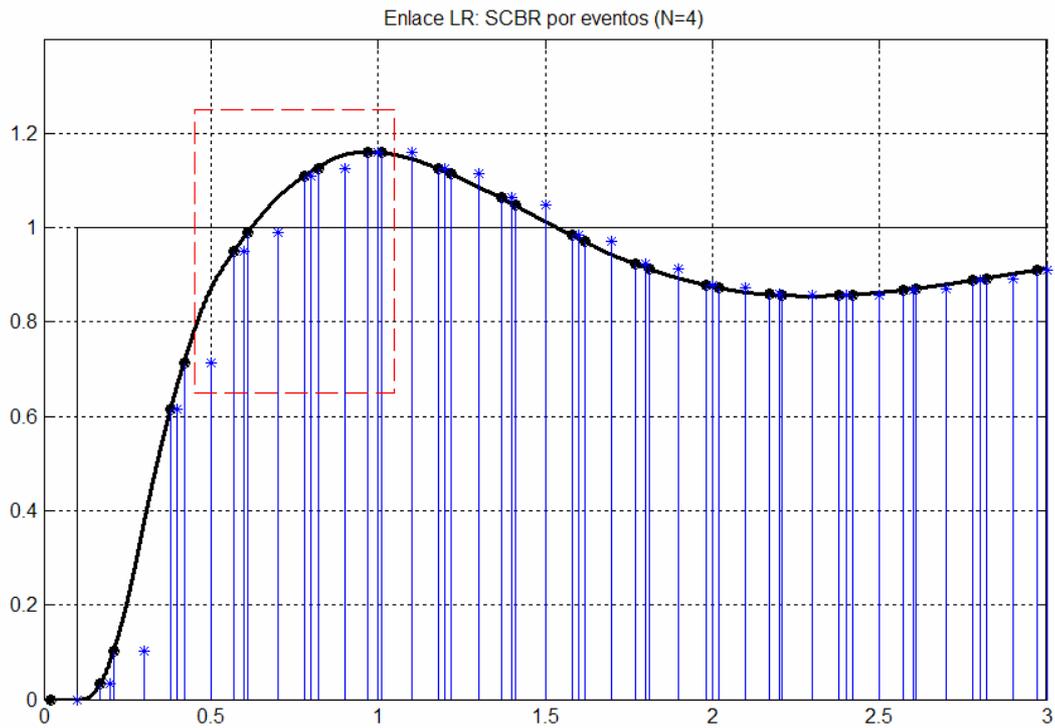


Figura 7.49.- Enlace LR: SCBR-1F por eventos

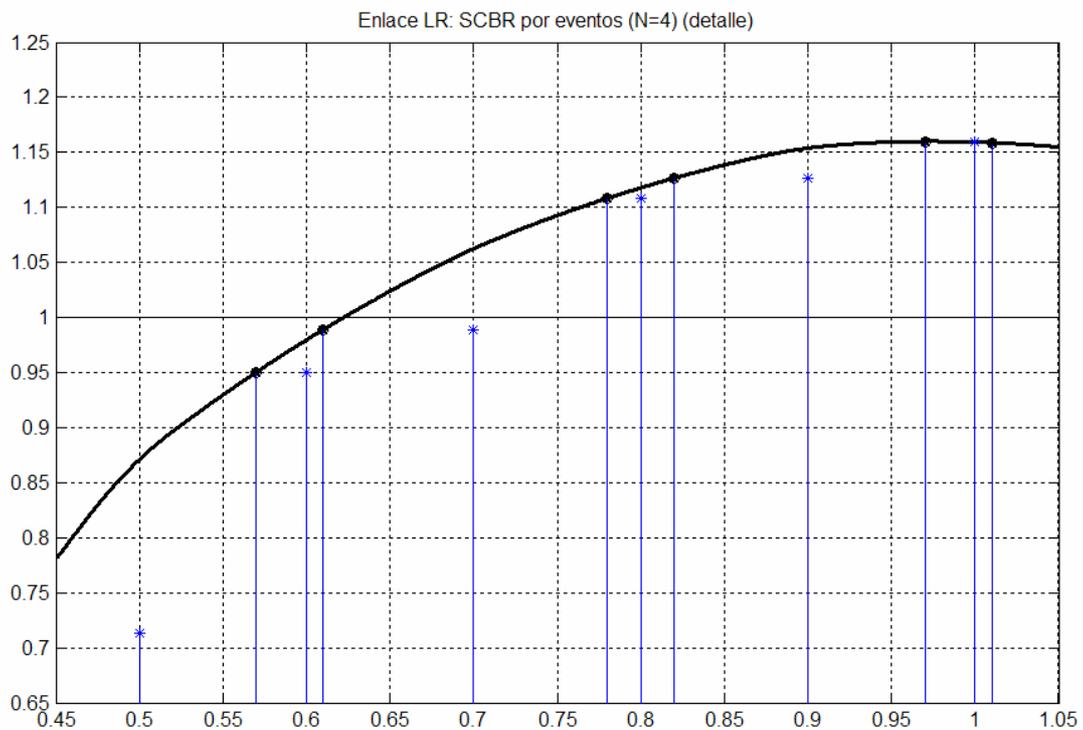


Figura 7.50.- Enlace LR: SCBR-1F por eventos (detalle)

Para resolver este problema, causado por la falta de sincronismo entre emisor y receptor, se ha utilizado el modelo multivariable desarrollado en el apartado 7.6 que incluye el comportamiento dinámico de la planta a controlar y la irregularidad asociada a las conversiones D/A y A/D. A partir de este modelo multivariable, cuya dimensión depende de la longitud de los ciclos de conversión, se ha diseñado un controlador multivariable por realimentación del estado, con una asignación de polos apropiada para el cumplimiento de las especificaciones deseadas que son las mismas que en los casos anteriores. Los resultados empleando este controlador multivariable se muestran en las figuras 7.51 a 7.54. Como se puede apreciar, especialmente en los detalles ampliados, ambas conversiones siguen siendo irregulares de forma cíclica y la longitud del ciclo es  $N=4$ , como en el caso anterior. Sin embargo, dado que ahora el controlador ha sido diseñado teniendo en cuenta esta irregularidad, es capaz de corregirla y el comportamiento del sistema es similar al obtenido en condiciones ideales, esto es, en ausencia de la falta de sincronismo que es objeto de estudio en este capítulo.

De nuevo, la implementación de la estructura de control necesitará de los operadores de composición y descomposición que hacen el papel de interfaz entre el controlador multivariable y la planta que únicamente dispone de una entrada y una salida. Detalles de las secuencias de acciones de control generadas por el controlador, antes de ser reunidas por el operador de composición y de las secuencias de muestras recibidas por el controlador después de ser separadas por el operador de descomposición aparecen, respectivamente, en las figuras 7.55 y 7.56. Las acciones y muestras que aparecen resaltadas en estas figuras se corresponden con las cuatro primeras acciones y muestras de los detalles ampliados de los resultados de simulación representados en las figuras 7.52 y 7.54.

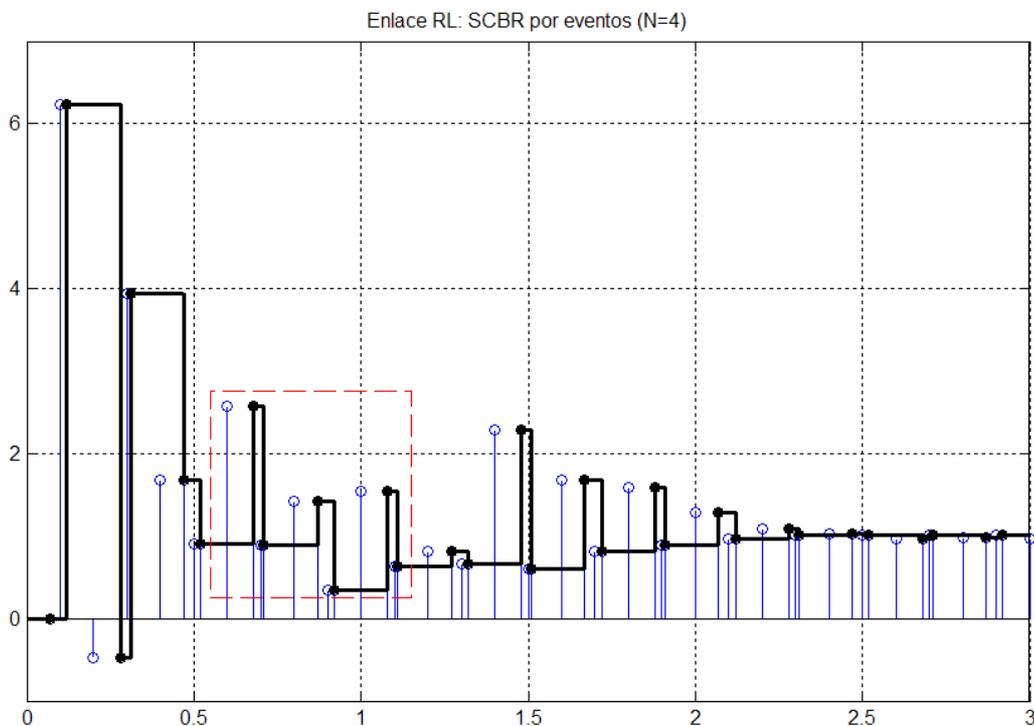


Figura 7.51.- Enlace RL: SCBR-1F por eventos corregido

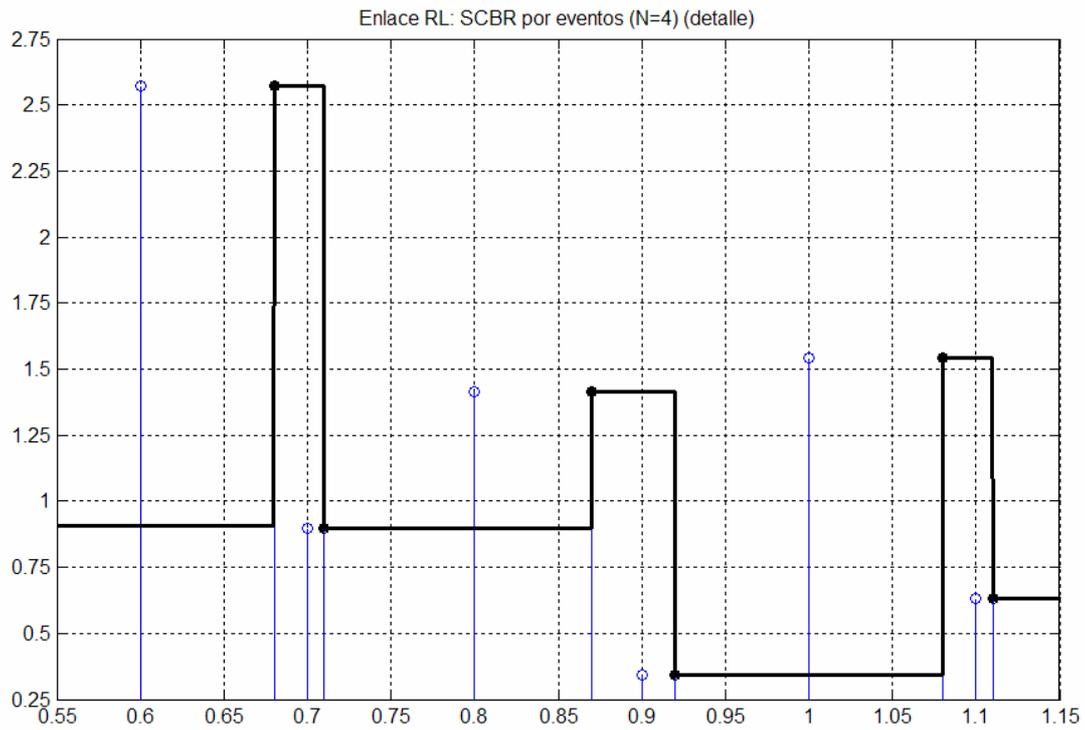


Figura 7.52.- Enlace RL: SCBR-1F por eventos corregido (detalle)

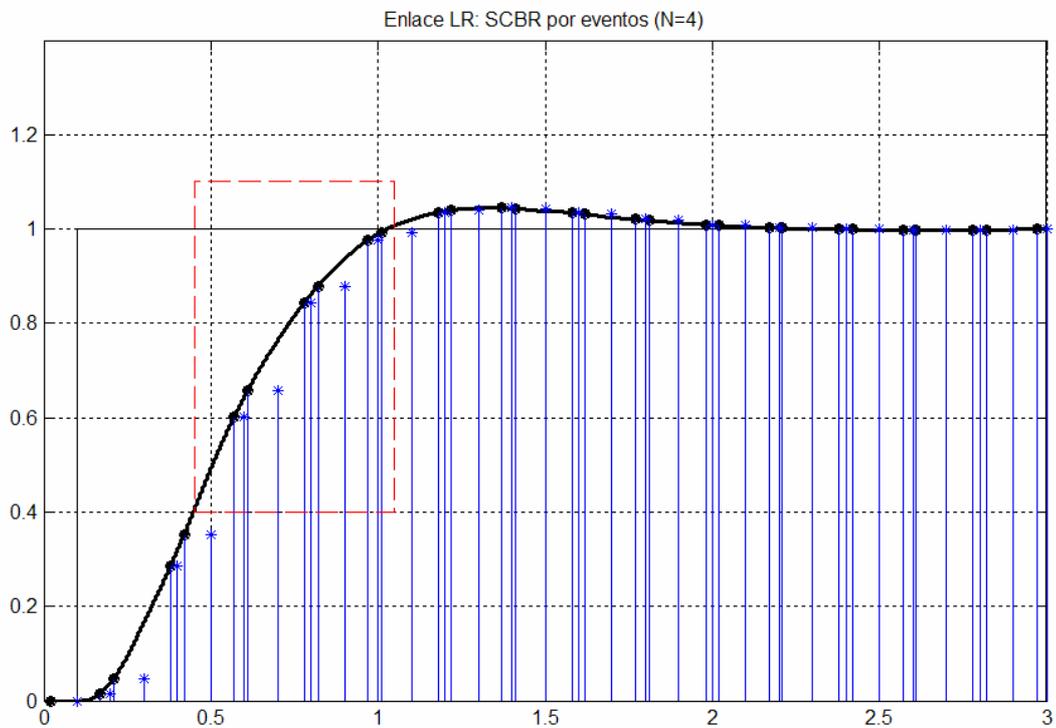


Figura 7.53.- Enlace LR: SCBR-1F por eventos corregido

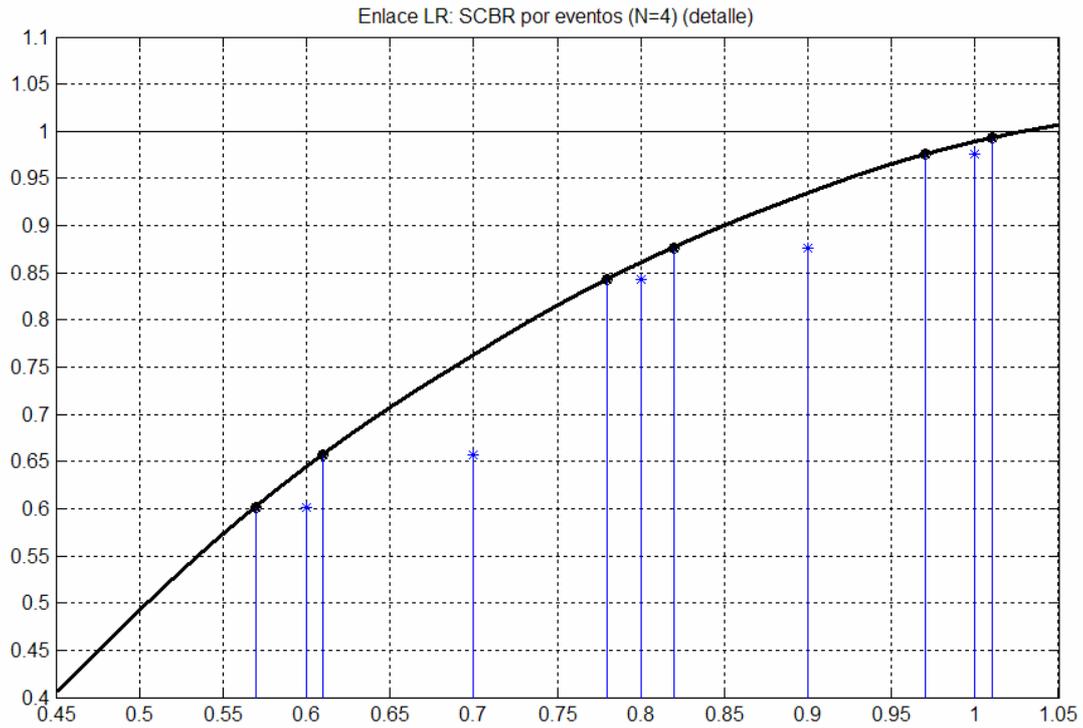


Figura 7.54.- Enlace LR: SCBR-1F por eventos corregido (detalle)

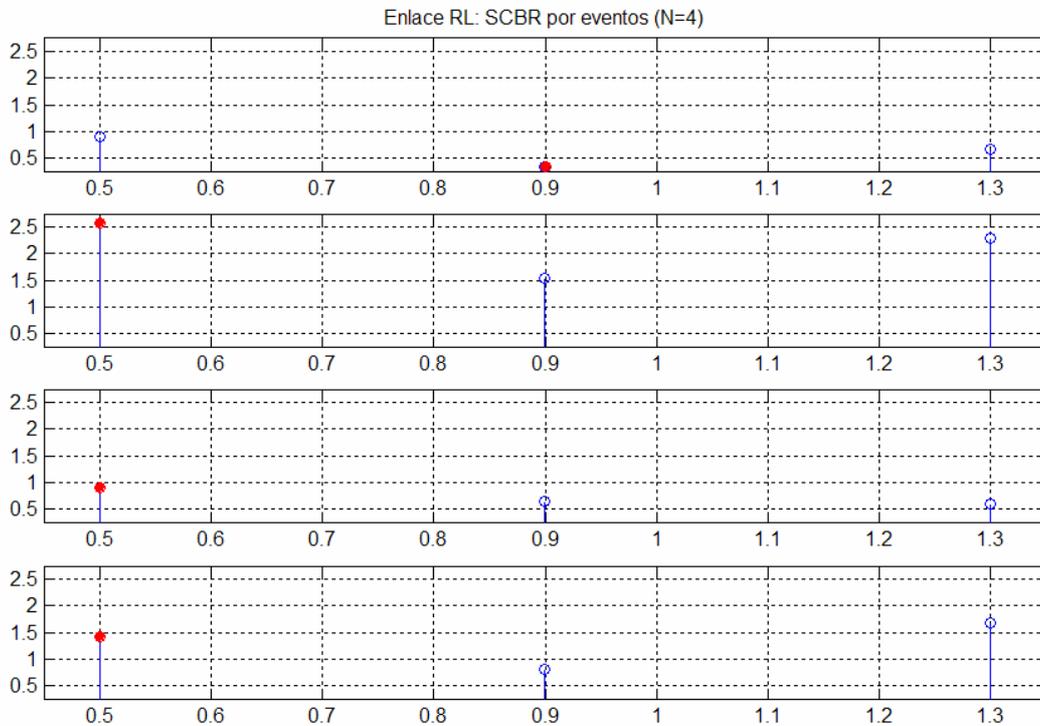


Figura 7.55.- Enlace RL: Acciones de control antes de la composición

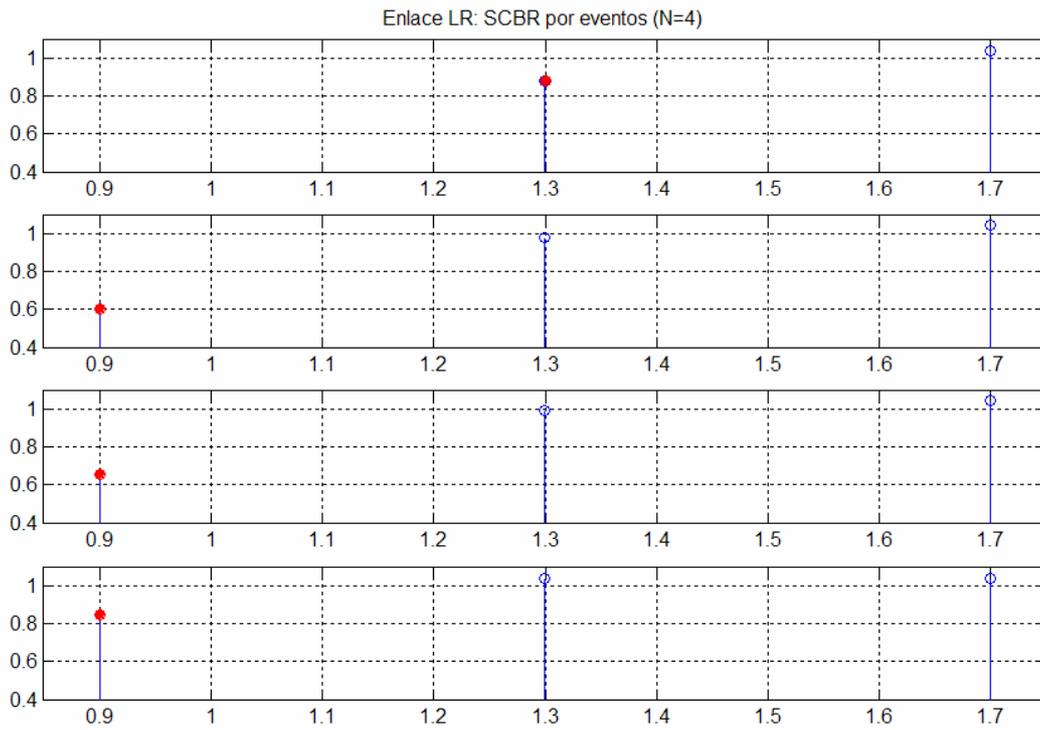


Figura 7.56.- Enlace LR: Secuencia de muestras después de la descomposición



## 8.- CONCLUSIONES

El presente trabajo está centrado en los Sistemas de Control Basados en Red, entendiéndose como tales aquellos sistemas de control en los que la realimentación se cierra a través de un medio de comunicación compartido. La no exclusividad de uso del enlace que conecta el dispositivo de control con el proceso controlado tiene una influencia negativa en las prestaciones del sistema, dificultando el adecuado cumplimiento de las especificaciones de funcionamiento deseadas. Los inconvenientes que han sido considerados en el presente trabajo son los siguientes:

- Limitación en la frecuencia de muestro y control
- Presencia de retrasos de acceso variables en la comunicación control-planta
- Falta de sincronismo control-planta

Los objetivos establecidos para el presente trabajo pretendían el análisis de la influencia de estos tres inconvenientes en las prestaciones de un sistema de control discreto de un proceso continuo y el diseño de estructuras de control apropiadas, con la intención de proponer una posible solución a los problemas causados.

En lo que puede ser considerado un prólogo del trabajo se ha realizado una introducción de los SCBR, la problemática asociada con el medio de comunicación compartido y el estado del arte que resume las aportaciones realizadas por diferentes grupos de investigación. También se ha realizado una descripción detallada del escenario del problema con la intención de relacionar los parámetros que caracterizan el comportamiento de este tipo de sistemas, así como los dispositivos que intervienen en el mismo. Las limitaciones impuestas a estos dispositivos y su modo de operación son los causantes de los inconvenientes característicos de este tipo de sistemas. Se han establecido de esta forma una serie de casos particulares del SCBR que lo van alejando progresivamente de un sistema de control convencional. El resto del trabajo se ha dividido en dos partes, en función de los inconvenientes considerados.

La primera parte del trabajo no tiene en cuenta el tercero de los inconvenientes considerados, asumiendo un SCBR con limitaciones en cuanto al ancho de banda de comunicación y en presencia de retrasos de acceso de naturaleza aleatoria pero sin falta de sincronismo entre las bases de tiempo situadas en los extremos local y remoto del SCBR. En estas condiciones se ha establecido un modelo del bucle de control que incluye el comportamiento dinámico de la planta bajo control y la pérdida de información provocada por el medio compartido. La presencia de retrasos de acceso variables e incluso aleatorios no provoca un comportamiento irregular en estas condiciones, dado que la sincronización entre emisor y receptor hace que dichos retrasos sean percibidos como constantes desde el punto de vista del receptor. Dicho retraso variable pero percibido como constante, es fácilmente incluido en el modelo que ofrece una visión del bucle de control incluyendo la influencia del medio de comunicación compartido. En el desarrollo del modelo se han empleado operadores de diezmado y expansión para caracterizar la reducción de frecuencia impuesta por el enlace. Con esto se obtiene un modelo de naturaleza periódica, determinada por la relación de multiplicidad entre la frecuencia que sería aconsejable desde el punto de vista del control y la que viene impuesta por el ancho

de banda disponible. El modelo periódico monovisible puede ser convertido en otro invariante con el tiempo multivariable, transformando la periodicidad en un aumento de la dimensión del modelo, por aplicación de técnicas de *lifting*.

A partir de este modelo se ha desarrollado una estructura de control adaptada al problema, tratando de aprovechar al máximo el ancho de banda disponible y de paliar, en la medida de lo posible, la pérdida de información impuesta por el medio de comunicación compartido. La estructura de control, basada en el regulador de cancelación, trata de sustituir la información perdida por otra generada a partir del modelo del comportamiento dinámico de la planta pero procurando aprovechar la información que, efectivamente ha sido transmitida. Los modelos y estructuras de control propuestos han sido validados empleando herramientas de simulación. En los resultados presentados se pone de manifiesto la influencia negativa del medio de comunicación compartido, característico de los SCBR, en las prestaciones del sistema. Del mismo modo, las simulaciones realizadas demuestran como una estructura de control diseñada específicamente para las condiciones impuestas por el medio compartido puede proporcionar un comportamiento similar al que se obtendría en condiciones ideales. También se han realizado algunas pruebas para observar como se modifica el comportamiento en presencia de variaciones inesperadas en el comportamiento dinámico de la planta controlada, con la intención de valorar la robustez de las soluciones propuestas. Estos resultados ponen de manifiesto que, incluso en el caso de que la dinámica de la planta no esté perfectamente caracterizada, las estructuras de control propuestas obtienen mejores prestaciones que un control convencional en presencia de las limitaciones de ancho de banda impuestas por el medio de comunicación compartido.

La segunda parte del trabajo extiende el estudio al caso de los SCBR cuando está presente la falta de sincronismo entre las bases de tiempo que determinan los eventos que suceden en los extremos local y remoto del sistema. Por motivos de simplicidad, en el análisis de este problema no se han considerado limitaciones en cuanto al ancho de banda disponible, esto es, asumiendo que la frecuencia asociada a la comunicación es suficientemente elevada para el cumplimiento de los objetivos de control. Esta falta de sincronismo, no considerada en los casos anteriores, al combinarse con el retraso de acceso variable provoca variabilidad de la antigüedad de la información transmitida cuando es utilizada en el receptor y es la causa de los fenómenos de muestreo vacante y rechazo de muestra que, en la práctica constituyen pérdidas y reutilizaciones de la información. Estos efectos, que son consecuencia directa del desfase, presentan la irregularidad asociada al retraso de acceso. Considerando que el retraso de acceso al medio compartido presenta un cierto patrón repetitivo, el comportamiento del bucle de control adquiere naturaleza periódica y puede ser modelado con las mismas herramientas que en el caso anterior. De este modo, se ha desarrollado un modelo del SCBR que incluye el comportamiento dinámico de la planta y la irregularidad asociada al acceso al medio en combinación con el desfase control-planta.

Dicho modelo, multivariable e invariante con el tiempo, se ha empleado como punto de partida en el desarrollo de un controlador adaptado a la realidad del SCBR. En este caso se han empleado técnicas convencionales de diseño de regulares multivariables, sin tratar de recuperar la información perdida, que en este caso es mucho menor que cuando dicha pérdida viene impuesta por limitaciones en el ancho de banda. Del mismo modo que en el caso anterior, el regulador diseñado asume la variabilidad en la antigüedad de la información recibida y la pérdida y reutilización de información, con lo cual es de esperar que, en las condiciones impuestas por el medio compartido, funcione mejor que un control convencional en cuyo diseño no se ha tenido en cuenta la irregularidad.

Todos los casos analizados asumen el empleo de dispositivos cuyo modo de operación está basado en temporización. Esto se traduce en sensores y actuadores que disponen de una base de tiempos que determina los instantes de muestreo y actuación, dando lugar a conversiones A/D y D/A regulares. El último caso considerado asume la existencia de dispositivos sensor y actuador que operan por eventos, esto es, en los que las conversiones se inician de manera no necesariamente regular. Este caso puede ser considerado como una generalización del anterior en condiciones de desfase variable. En el entorno de los SCBR este tipo de sistemas aparecen cuando las conversiones son ordenadas por un dispositivo externo por medio del envío de mensajes de comando a través del medio compartido. La variabilidad impuesta por el retraso de acceso se traduce en este caso en una llegada irregular de dichos mensajes de comando, dando lugar a conversiones irregulares. De nuevo, si se asume periodicidad en el retraso de acceso el bucle de control se convierte en un sistema periódico que puede ser modelado y convertido a un sistema multivariable invariante con el tiempo, por el mismo procedimiento que en los casos anteriores. El modelo desarrollado se ha empleado en el diseño de un controlador multivariable convencional que, por lo tanto, estará preparado para hacer frente al comportamiento irregular del SCBR por eventos.

Las soluciones propuestas, tanto para el caso de desfase constante como para el modo de operación por eventos, han sido validadas empleando simulación. Los resultados presentados para estos casos ponen de manifiesto el comportamiento irregular provocado por el desfase y la conversión por eventos, si se emplea un control convencional y como se puede corregir dicho comportamiento irregular si se emplea un controlador diseñado a partir de los modelos propuestos.

Obviamente, la línea de investigación dedicada a los SCBR no termina con este trabajo. Son muchos los aspectos de interés que no han sido considerados y que se proponen como líneas futuras de investigación. Entre éstas se pueden citar las que se relacionan a continuación:

- Extensión de los modelos propuestos al caso general que combina la limitación en el ancho de banda, el retraso de acceso aleatorio y la falta de sincronismo. En la primera parte del trabajo se han desarrollado modelos considerando los dos primeros en ausencia del tercero y los dos últimos en ausencia del primero. Ambas soluciones se pueden combinar para llegar al caso general que sería el SCBR-3F con desfase.
- Ampliación de la estructura de control con la posibilidad de disponer de una realimentación local a la planta, con menores limitaciones en el ancho de banda, para lo cual será necesario disponer de un sensor sin limitaciones en cuanto a la frecuencia de medida y un enlace de comunicación exclusivo. Esto llevará al SCBR-C, descrito en el escenario del problema, ampliando con ello las posibilidades de la estructura de control. De esta forma, existe la posibilidad de diseñar el controlador remoto para un seguimiento grueso de la referencia, dejando que el controlador local se encargue del ajuste fino del seguimiento de dicha referencia.
- Desarrollo y evaluación de estructuras de control basadas en otros tipos de reguladores. En la primera parte se ha empleado un controlador multivariable, basado en el regulador de cancelación, adaptado al SCBR y un regulador de tipo PID modificado con reconstructores de información. En la segunda parte se ha empleado un regulador por realimentación del estado

convencional diseñado al partir del modelo propuesto. El empleo de otro tipo de técnicas de diseño de controladores permitirían establecer una comparativa entre diferentes alternativas, para evaluar la bondad de los modelos desarrollados.

- Estudio de la robustez de las soluciones propuestas. Los modelos desarrollados y las estructuras de control diseñadas a partir de ellos presentan una dependencia importante del modelo del comportamiento dinámico de la planta a controlar. Empleando herramientas de simulación se han analizado las soluciones propuestas frente a modificaciones no previstas en el diseño del control. La aplicación de técnicas analíticas de la teoría de control robusto permitiría un estudio más riguroso de hasta que punto son válidas cuando el modelo de la planta no es del todo conocido.
- Extensión al caso de los SCBR en presencia de retrasos de acceso verdaderamente aleatorios. Una de las limitaciones importantes que presentan las soluciones desarrolladas en la segunda parte de este trabajo, es que exige un comportamiento periódico en el acceso al medio de comunicación compartido. Este tipo de comportamiento puede ser asumido cuando se emplean ciertas políticas de arbitraje del recurso compartido. Sin embargo, en un caso más general y, quizá más cercano a la realidad, puede no ser posible asumir esta periodicidad. Técnicas de control adaptativo pueden ser empleadas para modificar el control, en tiempo de ejecución, en función de la retardo de acceso observado que variará con el volumen de información utilizando el medio compartido.
- Adaptación de los modelos e implementación de las soluciones propuestas sobre un SCBR real. La verificación del trabajo desarrollado se ha realizado en un entorno de simulación. Se hace necesaria la comprobación en el control de una planta real, utilizando un medio de comunicación compartido real. En este sentido, Profibus aparece como una opción interesante, adecuada para ser representado con el escenario del problema propuesto en este trabajo. Para ello será necesario asignar valores apropiados, en función de los modos de operación y características físicas de los dispositivos en un entorno implementado sobre Profibus, a los parámetros que caracterizan el SCBR tal y como se ha descrito. Una vez modelado el SCBR real se pueden diseñar estructuras de control para proceder a su implementación en el entorno real.

Estas líneas futuras de investigación son sólo una muestra de los problemas abiertos que quedan todavía por resolver, relacionados con un tipo particular de sistemas que están despertando un creciente interés en la comunidad de control, como son los Sistemas de Control Basados en Red.

## 9.- BIBLIOGRAFIA

- [Abd03] Abdel-Ghaffar, H.F. , Abdel-Magied, M.F. , Fikri, M. , Kamel, M.I. (2003)  
“Performance analysis of fieldbus in process control systems”.  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 591-596.
- [Alb90] Albertos, P. (1990)  
“Block multirate input-output model for sampled data control systems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 35, no. 9, pp. 1085-1088.
- [Alb91] Albertos, P. (1991)  
“Input-output model for unconventional sampled-data control systems”.  
Computer aided systems theory. Springer-Verlag. pp. 614-625.
- [Alb96] Albertos, P. , Salt, J. , Tornero, J. (1996)  
“Dual rate adaptive control”.  
Automatica, vol. 32, no. 7, pp. 1027-1030.
- [Alb99a] Albertos, P. , Sanchis, R. , Sala, A. (1999)  
“Output prediction under scarce data operation: control applications”.  
Automatica, vol. 35, pp. 1671-1681.
- [Alb99b] Albertos, P. , Crespo, A. (1999)  
“Real-time control of non-uniformly sampled systems”  
Control engineering practice, vol. 7, no. 4, pp. 445-458.
- [Alb99c] Albertos, P. , Salt, J. (1999)  
“Receding horizon control of non-uniformly sampled data systems”.  
Proceedings of the 18<sup>th</sup> american control conference, San Diego (EEUU), pp. 4300-4304.
- [Alm01] Almutairi, N. B. , Chow, M-Y. , Tipsuwan, Y. (2001)  
“Network-based controlled DC motor with fuzzy compensation”.  
Proceedings of the 27<sup>th</sup> annual conference of IEEE industrial electronics society, Denver (EEUU), pp. 1844-1849.
- [Alm02a] Almutairi, N. B. , Chow, M-Y. (2002)  
“PI parameterization using adaptive fuzzy modulation (AFM) for IP networked PI control systems - Part I: Partial adaptation”.  
Proceedings of the 28<sup>th</sup> annual conference of IEEE industrial electronics society, Sevilla (España), pp. 3152-3157.
- [Alm02b] Almutairi, N. B. , Chow, M-Y. (2002)  
“PI parameterization using adaptive fuzzy modulation (AFM) for IP networked PI control systems - Part II: Full adaptation”.  
Proceedings of the 28<sup>th</sup> annual conference of IEEE industrial electronics society, Sevilla (España), pp. 3158-3163.

- [Alm03] Almutairi, N. B. , Chow, M-Y. (2003)  
"Stabilization of networked PI control system using fuzzy logic modulation".  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 975-980.
- [Ara86] Araki, M. , Yamamoto, K. (1986)  
"Multivariable multirate sampled-data systems: state-space description, transfer characteristics, and Nyquist criterion".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 31, pp. 145-154.
- [Ara93] Araki, M. (1993)  
"Recent development in digital control theory".  
Proceedings of the 12<sup>th</sup> IFAC world congress, Sydney (Australia), vol. 9, pp. 951-960.
- [Arz00] Arzen, K-E. , Cervin, A. , Eker, J. , Sha, L. (2000)  
"An introduction to control and scheduling co-design".  
Proceedings of the 39<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Sydney (Australia), pp. 4865-4870.
- [Ast94] Astrom, K.J. , Hang, C.C. , Lim, B.C (1994)  
"A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 39, no. 2, pp. 343-345.
- [Ast97] Astrom, K.J. , Wittenmark, B, (1997)  
"Computer controlled systems: Theory and design".  
Prentice-Hall.
- [Azi03] Azimi-Sadjadi, B. (2003)  
"Stability of networked control systems in the presence of packet losses".  
Proceedings of the 42nd IEEE conference on decision and control, Maui (EEUU).
- [Bau01a] Bauer, P.H. , Sichitiu, M. , Lorand, C. , Premaratne, K. (2001)  
"Total delay compensation in LAN control systems and implications for scheduling".  
Proceedings of the 20th american control conference, Arlington (EEUU), pp. 4300-4305.
- [Bau01b] Bauer, P.H. , Sichitiu, M. , Premaratne, K. (2001)  
"Stability of 2-D distributed processes with time-variant communication delays".  
Proceedings of the 2001 IEEE International symposium on circuits and systems, Sydney (Australia), vol. II, pp. 497-500.
- [Bau01c] Bauer, P.H. , Sichitiu, M. , Premaratne, K. (2001)  
"On the nature of the time-variant communication delays".  
Proceedings of the 16<sup>th</sup> IAESTED conference on modeling, identification and control, Innsbruck (Austria), pp. 792-797.

- [Bau03] Bauer, P.H. , Lorand, C. (2003)  
“Stability of interconnected discrete-time systems with synchronization errors”.  
Proceedings of the 2003 IEEE International symposium on circuits and systems, Bangkok (Thailand), vol. IV, pp. 568-571.
- [Bau98] Bauer, P.H. , Premaratne, K. (1998)  
“Variable bit-rate control and stability of distributed sensor networks”.  
Proceedings of IASTED conference on signal processing and communications, Tenerife (España), pp. 199-202
- [Bau99a] Bauer, P.H. , Sichertiu, M. , Premaratne, K. (1999)  
“Closing the loop through communication networks: The case of an integrator plant and multiple controllers”.  
Proceedings of the 38<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Phoenix (EEUU), pp. 2180-2185.
- [Bau99b] Bauer, P.H. , Sichertiu, M. , Premaratne, K. (1999)  
“Controlling an integrator through data networks: Stability in the presence of unknown time-variant delays”.  
Proceedings of the 1999 IEEE International symposium on circuits and systems, Orlando (EEUU), vol. V, pp. 491-494.
- [Bel00] Beldiman, O. , Walsh, G.C. (2000)  
“Predictors for networked control systems”.  
Proceedings of the 19<sup>th</sup> american control conference, Chicago (EEUU), pp. 2347-2351.
- [Bel01] Beldiman, O. , Bushnell L.G. , Walsh, G.C. , Wang. H.O. , Hong, Y. (2001)  
“Perturbations in networked control systems”.  
Proceedings of the 2001 ASME IMECE symposium on networked control systems.
- [Bel72] Belle Isle, A.P. , Kozin, F. (1972)  
“On the almost-sure sample stability of systems with randomly time-varying delays”.  
Automatica, vol. 8, no. 3, pp. 755-763.
- [Bel75] Belle Isle, A.P. (1975)  
“Stability of systems with nonlinear feedback through randomly time-varying delays”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 20, no. 1, pp. 67-75.
- [Ben93] Bender, K. , Marianne, K. (1993)  
“Profibus: The fieldbus for industrial automation”.  
Prentice Hall.
- [Ben90] Benveniste, A. , Le Guernic, P. (1990)  
“Hybrid dynamical systems theory and the signal language”.  
IEEE Transactions on automatic control, vol. 35, no. 5, pp. 525-546.

- [Bie96] Biegacky, S. , VanGompel, D. (1996)  
"The application of DeviceNet in process control".  
ISA transactions, vol. 35, no. 2, pp. 169-176.
- [Bra95] Branicky, M.S. (1995)  
"Studies in hybrid systems: Modeling, analysis and control".  
Tesis doctoral. Massachusetts Institute of Technology. Boston (EEUU).
- [Bra97] Branicky, M.S. (1997)  
"Stability of hybrid systems: State of the art".  
Proceedings of the 36<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, San Diego (EEUU), pp. 120-125.
- [Bra98] Branicky, M.S. , Borkar, V.S. , Mitter, S.K. (1998)  
"A unified framework for hybrid control: Model and optimal control theory".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 43, no. 1, pp. 31-45.
- [Bra00] Branicky, M.S. , Phillips, S.M. , Zhang, W. (2000)  
"Stability of networked control systems: Explicit analysis of delay".  
Proceedings of the 19<sup>th</sup> american control conference, Chicago (EEUU), pp. 2352-2357.
- [Bra02] Branicky, M.S. , Phillips, S.M. , Zhang, W. (2002)  
"Scheduling and feedback co-design for networked control systems".  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 1211-1217.
- [Bra03] Branicky, M.S. , Liberatore, V. , Phillips, S.M. (2003)  
"Networked control system co-simulation for co-design".  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 3341-3346.
- [Bro97] Brockett, R.W. (1997)  
"Minimum attention control".  
Proceedings of the 36<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, San Diego (EEUU), pp. 2682-2632
- [Bus01] Bushnell L.G. (2001)  
"Networks and control".  
IEEE control systems magazine, vol. 21, no. 1, pp. 22-23.
- [Cai98] Caines, P. , Wei, Y.J. (1998)  
"Hierarchical hybrid control systems : A lattice theoretic formulation".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 43, no. 4.
- [Cam99] Camiña, C. (1999)  
"Modelado y respuesta en frecuencia de los sistemas muestreados multifrecuencia".  
Tesis doctoral. Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática. Universidad Politécnica de Valencia. Valencia (España).

- [Cas94] Casanova, V. (1994)  
"Sistemas multifrecuenciales. Aplicación al control por computador de robots manipuladores rígidos y flexibles".  
Proyecto final de carrera. Facultad de informática. Universidad Politécnica de Valencia. Valencia (España).
- [Cas99a] Casanova, V. , Salt, J. (1999)  
"First approximation on the design of a multirate control loop for an ICCS".  
Proceedings 15<sup>th</sup> ISPE/IEE international conference on CAD/CAM, robotics & factories of the future, Aguas de Lindoia (Brasil), pp. 211-216.
- [Cas99b] Casanova, V. (1999)  
"Sistemas multifrecuenciales. Aplicación a los sistemas integrados de comunicación y control".  
Proyecto final de carrera. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia. Valencia (España).
- [Cas00] Casanova, V. , Salt, J. (2000)  
"Multirate control for an ICCS environment. Part I: The random access delays".  
Proceedings of the 2<sup>nd</sup> IFAC workshop on linear time delay systems, Ancona (Italia), pp. 246-251.
- [Cas02] Casanova, V. , Salt, J. (2002)  
"Real-time implementation of multirate control techniques for an ICCS".  
Proceedings of the 15<sup>th</sup> IFAC world congress, Barcelona (España).
- [Cas03] Casanova, V. , Salt, J. (2003)  
"Multirate control implementation for an integrated communication and control system".  
Control engineering practice, vol. 11, no. 11, pp. 1335-1348.
- [Cas04] Casanova, V. , Salt, J. (2004)  
"Digital modeling and control with irregular D/A conversion".  
Proceedings of the 2<sup>nd</sup> international conference on computing, communication and control technologies, Austin (EEUU), vol. IV, pp. 38-43.
- [Cav97] Cavalierei, S. , Di Stefano, A. , Mirabella, O. (1997)  
"Impact of fieldbus on communication in robotic systems".  
IEEE transactions on robotics and automation, vol. 13, pp. 30-48.
- [Cen97] Cena, G. , Demartini, C. , Valenzano, A. (1997)  
"On the performances of two popular fieldbuses".  
Proceedings of the 2<sup>nd</sup> IEEE international workshop on factory communication systems, Barcelona (España), pp. 177-186.
- [Cer00] Cervin, A. , Eker, J. (2000)  
"Feedback scheduling of control tasks".  
Proceedings of the 39<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Sydney (Australia), pp. 4871-4876.

- [Cer03] Cervin, A. , Henriksson, D. , Lincoln, B. , Eker, J. , Arzen, K-E. (2003)  
“How does control timing affect performance?”.  
IEEE control systems magazine, vol. 23, no. 3, pp. 16-30.
- [Cha94] Chan H. , Ozguner, U. (1994)  
“Control of interconnected systems over communication network with queues”.  
Proceedings of the 33<sup>rd</sup> conference on decision and control, Lake Buena Vista (EEUU), pp. 4104-4109.
- [Cha95] Chan H. , Ozguner, U. (1995)  
“Closed-loop control of systems over communications network with queues”.  
International journal of control, vol. 62, no. 3, pp. 493-510.
- [Che98] Chen, T. , Qiu, L. , Bai, E-W. (1998)  
“General multirate building blocks and their application in nonuniform filter banks”.  
IEEE transactions on circuits and systems, vol. 45, no. 8, pp. 948-958,
- [Cho01a] Chow, M-Y. , Tipsuwan, Y. (2001)  
“Network-based control systems: A tutorial”.  
Proceedings of the 27<sup>th</sup> annual conference of IEEE industrial electronics society, Denver (EEUU), pp. 1593-1602.
- [Cho01b] Chow, M-Y. , Tipsuwan, Y. (2001)  
“Network-based control adaptation for network QoS variation”.  
Proceedings of 2001 IEEE military communications conference, Vienna (EEUU), pp. 257-261.
- [Cho03a] Chow, M-Y. , Tipsuwan, Y. (2003)  
“Gain adaptation of networked DC motor controllers on QoS variations”.  
IEEE transactions on industrial electronics, vol. 50, no. 5, pp. 936-943.
- [Cho03b] Chow, M-Y. (2003)  
“Methodologies in time sensitive network-based control systems”.  
IEEE/ASME international conference on advanced intelligent mechatronics, Kobe (Japón).
- [Cof66] Coffey, T.C. , Williams, I.J. (1966)  
“Stability analysis of multiloop, multirate sampled systems”.  
AIAA journal of guidance, control and dynamics, vol. 4, no. 12, pp. 2178-2190,
- [Cro83] Crochiere, R.E. , Rabiner, L.R. (1983)  
“Multirate digital signal processing”.  
Prentice-Hall.
- [DeC00] DeCarlo, R.A. , Branicky, M.S. , Petterson, S. , Lennartson, B. (2000)  
“Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems”.  
Proceedings of the IEEE, vol. 88, no. 7, pp. 1069-1082.
- [Dec93] Decotignie, J.D. , Pleinvaux, P. (1993)  
“A survey on industrial communication networks”.  
Annals of telecommunications, vol. 48, pp. 435-448.

- [Dec96] Decotignie, J.D. , Auslander, D. (1996)  
“Integrated communication and control systems with fieldbuses”.  
Proceedings of the 1996 Japan/USA symposium on flexible automation, vol. 1,  
pp. 517-520.
- [Des95] Deshpande, A. , Varaiya, P. (1995)  
“Information structures for control and verification of hybrid systems”.  
Proceedings of the 14th american control conference, Seattle (EEUU), pp.  
2642-2647.
- [Dil03] Dillon, P. (2003)  
“Fieldbus and control network technologies”.  
Research Studies Press.
- [Eli01] Elia, N. , Mitter, S.K. (2001)  
“Stabilization of linear systems with limited information”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 49, no. 9, pp. 1384-1400.
- [Fra88] Francis, B.A. , Georgiou, T.T. (1988)  
“Stability theory for linear time-invariant plants with periodic digital controllers”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 33, no. 9, pp. 820-832.
- [Fra00] Fraser, M.D. (2000)  
“Network models for control and processing”.  
Intellect Specialized Book Service.
- [Fuj03] Fujioka, H. , Ito, K. (2003)  
“Performance optimization for a class of networked control systems with  
communication constraints”.  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 248-  
253.
- [Gla83] Glasson, D.P. (1983)  
“Development and applications of multirate digital control.”  
Control system magazine, vol. 3, pp. 2-8.
- [God90] Godbout, L.F. , Jordan, D. , Apostolakis, I.S. (1990)  
“Closed-loop model for general multirate digital control systems”.  
IEE proceedings, vol. 137, pp. 326-336.
- [Gok97] Goktas, F. , Smith, J.M. , Bajcsy, R. (1997)  
“Telerobotics over communication networks”.  
Proceedings of the 36<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, San Diego  
(EEUU), pp. 2399-2404.
- [Had02] Hadjicostis, C.N. , Touri, R. (2002)  
“Feedback control utilizing packet dropping network links”.  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas  
(EEUU), pp. 1205-1210.

- [Hal88] Halevi, Y. , Ray, A. (1988)  
“Integrated communication and control systems : Part I - Analysis”.  
ASME journal of dynamic systems, measurement and control, vol. 110, pp. 367-373.
- [Hal90] Halevi, Y. , Ray, A. (1990)  
“Performance analysis of integrated communication and control systems networks”.  
ASME journal of dynamic systems, measurement and control, vol. 112, pp. 365-370.
- [Har02] Hart, S. , Vozdolsky, N. , Djaferis, T.E. (2002)  
“A class of networked control systems: Architecture, design and implementation”.  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 1943-1648.
- [Has99] Hassibi, A. , Boyd, S.P. , How, J.P. (1999)  
“Control of asynchronous dynamical systems with rate constraints on events”.  
Proceedings of the 38<sup>th</sup> conference on decision and control, Phoenix (EEUU), pp. 1345-1351.
- [Hed99] Hedlund, S. , Rantzer, A. (1999)  
“Optimal control of hybrid systems”.  
Proceedings of the 38<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Phoenix (EEUU), vol. 4, pp. 3972-3977.
- [Hir80] Hirai, K. , Satoh, Y. (1980)  
“Stability of a system with variable time delay”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 25, no. 3, pp. 552-554.
- [Hok04] Hokayem, P.F. , Abdallah, C.T. (2004)  
“Inherent issues in networked control systems: A survey”.  
Proceedings of the 23<sup>rd</sup> american control conference, Boston (EEUU).
- [Hon95] Hong, S.H. (1995)  
“Scheduling algorithm of data sampling times in the integrated communication and control systems”.  
IEEE transactions on control systems technology, vol. 3, no. 2, pp. 225-231.
- [Hon97] Hong, S.H. , Kim, K.A. (1997)  
“Implementation and performance evaluation of Profibus in the distributed computer control systems”.  
Proceedings of the 14<sup>th</sup> IFAC distributed computer control systems, Seoul (Corea), pp. 79-84.
- [Hor01] Horjel, A. (2001)  
“Bluetooth in control”.  
Tesis doctoral. Department of Automatic Control. Lund Institute of Technology. Lund (Suecia).

- [Hri00] Hristu-Varsakelis, D. (2000)  
“Stabilization of LTI systems with communication constraints”.  
Proceedings of the 19<sup>th</sup> american control conference, Chicago (EEUU), pp. 2342-2346.
- [Hri01] Hristu-Varsakelis, D. (2001)  
“Feedback control systems as users of shared networks: Communication sequences that guarantee stability”.  
Proceedings of the 40<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Orlando (EEUU), pp. 3631-3636.
- [Hri02] Hristu-Varsakelis, D. , Kumar, P.R. (2002)  
“Interrupt-based feedback control over a shared communication medium”.  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 3223-3228.
- [Hri99a] Hristu-Varsakelis, D. (1999)  
“Optimal control with limited communication”.  
Tesis doctoral. Harvard University. Cambridge (EEUU).
- [Hri99b] Hristu-Varsakelis, D. , Morgansen, K. (1999)  
“Limited communication control”.  
Systems and control letters, vol. 37, no. 4, pp. 193-205.
- [Ike79] Ikeda, M. , Ashida, T. (1979)  
“Stabilization of linear system with time-varying delay”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 24, no. 2, pp. 369-370.
- [Ime01] Imer, O.C. , Compans, S. , Basar, T. , Srikant, R. (2001)  
“Available bit rate congestion control in ATM networks”.  
IEEE control systems magazine, vol. 21, no. 1, pp. 38-56.
- [Ise89] Isermann, R. (1989)  
“Digital control systems”.  
Springer-Verlag.
- [Ish02a] Ishii, H. , Francis, B.A. (2002)  
“Stabilizing a linear system by switching control with dwell time”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 47, no. 12, pp. 1962-1973.
- [Ish02b] Ishii, H. , Francis, B.A. (2002)  
“Stabilization with control networks”.  
Automatica, vol. 38, no. 10, pp. 1745-1751.
- [Jai02] Jain, R. , Simsek, T. , Varaiya, P. (2002)  
“Control under communication constraints”.  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 3209-3216.
- [Jur67] Jury, E.I. (1967)  
“A note on multirate sampled-data systems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 2, pp. 319-320.

- [Jur86] Jurgen, R. (1986)  
"Coming from Detroit: Networks on wheels".  
IEEE spectrum, vol, 23, pp. 53-59.
- [Kal59] Kalman R.E. , Bertram, J.E. (1959)  
"A unified approach to the theory of sampling systems".  
Journal of Franklin Institute, vol. 267, pp. 405-436
- [Kha85] Khargonekar, P.P. , Poolla, K. , Tannenbaumb, A.S. (1985)  
"Robust control of linear time-invariant plant using periodic compensation".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 30, no. 11, pp. 1088-1096.
- [Kha94] Khargonekar, P.P. , Ozguller, A.B. (1994)  
"Decentralized control and periodic feedback".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 39, no. 4, pp. 877-882.
- [Kim03] Kim, D-S. , Lee, Y.S. , Kwon, W.H. , Park, H.S. (2003)  
"Maximum allowable delay bounds of networked control systems".  
Control engineering practice, vol. 11, no. 11, pp. 1301-1313.
- [Kim04] Kim, D.K. , Park, P. Ko, J.W. (2004)  
"Output-feedback  $H_{\infty}$  control of systems over communication networks using a deterministic switching system approach".  
Automatica, vol. 40, no. 7, 1205-1212.
- [Kou95] Koubias, S.A. , Papadopoulos, G.D. (1995)  
"Modern fieldbus communication architectures for real-time industrial applications".  
Computers in industry journal, vol. 26, no. 3, pp. 243-252.
- [Kra57] Kranc, G.M. (1957)  
"Compensation of error-sampled system by a multirate controller".  
AIEE transactions, vol. 6, no. II, pp. 149-155,
- [Kro94] Krotolica, R. , Ozguner, U. , Chan, H. , Goktas, H. , Winkelman, J. (1994)  
"Stability of linear feedback systems with random communication delays".  
International journal of control, vol. 59, no. 4, pp. 925-953.
- [Kum01] Kumar, P.R. (2001)  
"New technological vistas for systems and control: The example of wireless networks".  
IEEE control systems magazine, vol. 21, no. 1, pp. 24-37.
- [Lee04] Lee, K.C. , Lee, S. , Lee, H.H. (2004)  
"Implementation and PID tuning of network-based control systems via Profibus polling network".  
Computer standard and interfaces, vol. 26, pp. 229-240.
- [Li 02] Li, D. , Shah, S.L. , Chen, T. (2002)  
"Analysis of dual-rate inferential control systems".  
Automatica, vol. 38, no. 6, pp. 1053-1059.

- [Lia00] Lian, F-L. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2000)  
“Control performance study of a networked machining cell”.  
Proceedings of the 19<sup>th</sup> american control conference, Chicago (EEUU), pp. 2337-2341.
- [Lia01a] Lian, F-L. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2001)  
“Performance evaluation of control networks: Ethernet, ControlNet, and DeviceNet”.  
IEEE control systems magazine, vol. 21, no. 1, pp. 66-83.
- [Lia01b] Lian, F-L. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2001)  
“Analysis and modelling of networked control systems: MIMO case with multiple time delays”.  
Proceedings of the 20<sup>th</sup> american control conference, Arlington (EEUU), pp. 4306-4312.
- [Lia01c] Lian, F-L. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2001)  
“Time delay modelling and sample time selection for networked control systems”.  
Proceedings of the ASME dynamic systems and control division, vol. 69.
- [Lia01d] Lian, F-L. (2001)  
“Analysis, design, modeling and control of networked control systems”.  
Tesis doctoral. University of Michigan. Michigan (EEUU).
- [Lia02a] Lian, F-L. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2002)  
“Network design consideration for distributed control systems”.  
IEEE transactions on control systems technology, vol. 10, no. 2, pp. 297-307.
- [Lia02b] Lian, F-L. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2002)  
“Optimal controller design and evaluation for a class of networked control systems with distributed constant delays”.  
Proceedings of the 21<sup>st</sup> american control conference, Anchorage (EEUU), pp. 3009-3014.
- [Lia03] Lian, F-L. , Yook, J.K. , Otanez, P.G. , Tilbury, D.M. , Moyne, J.R. (2003)  
“Design of sampling and transmission rates for achieving control and communication performance in networked agent systems”.  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 3329-3334.
- [Lia99] Lian, F-L. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (1999)  
“Performance evaluation of control networks for manufacturing systems”.  
Proceedings of the ASME dynamic systems and control division, vol. 67.
- [Lib03] Liberzon, D. (2003)  
“On stabilization of linear systems with limited information”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 48, no. 2, pp. 304-307.
- [Lib99] Liberzon, D. , Morse, A.S. (1999)  
“Basic problems in stability and design of switched systems”.  
IEEE control systems magazine, vol. 19, no. 5, pp. 59-70.

- [Lin02] Ling, Q. , Lemmon, M.D. (2002)  
"Robust performance of soft real-time networked control systems with data dropouts".  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 1225-1230.
- [Lin03a] Ling, Q. , Lemmon, M.D. (2003)  
"Soft real-time computing scheduling of networked control systems with dropouts governed by a Markov chain".  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU).
- [Lin03b] Ling, Q. , Lemmon, M.D. (2003)  
"Optimal dropout compensation in networked control systems".  
Proceedings of the 42<sup>nd</sup> IEEE conference on decision and control, Maui (EEUU).
- [Lio90a] Liou, L.W. , Ray, A. (1990)  
"Integrated communication and control systems : Part III - Nonidentical sensor and controller sampling".  
ASME journal of dynamic systems, measurement and control, vol. 112, pp. 357-364.
- [Lio90b] Liou, L.W. , Ray, A. (1990)  
"On modelling of integrated communication and control systems".  
ASME journal of dynamic systems, measurement and control, vol. 112, pp. 790-794.
- [Lio91a] Liou, L.W. , Ray, A. (1991)  
"A stochastic regulator for integrated communication and control systems : Part I – Formulation of control law".  
ASME journal of dynamic systems, measurement and control, vol. 113, pp. 604-611.
- [Lio91b] Liou, L.W. , Ray, A. (1991) A stochastic regulator for integrated communication and control systems: Part II – Numerical analysis and simulation.  
ASME journal of dynamic systems, measurement and control, vol. 113, pp. 612-619.
- [Liu04] Liu, X. Goldsmith, A. (2004)  
"Wireless medium access control in networked control systems".  
Proceedings of the 23<sup>rd</sup> american control conference, Boston (EEUU).
- [Lor00] Lorand, C. , Sichiuiu, M. , Bauer, P.H. , Schmidt, G. (2000)  
"Stability of first order discrete time systems with time-variant communication delays in the feedback path".  
Proceedings of the 2000 IEEE Asia Pacific conference on circuits and systems, Tianjin (China), pp. 283-287.

- [Lor03a] Lorand, C. , Bauer, P.H. (2003)  
“A model for closed loop discrete systems with small clock frequency drifts”.  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 3317-3322.
- [Lor03b] Lorand, C. , Bauer, P.H. (2003)  
“Stability analysis of closed-loop discrete systems with clock frequency drifts”.  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 3323-3328.
- [Lon94] Longhi S. (1994)  
“Structural properties of multirate sampled-data systems”.  
IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 39, pp. 692-696.
- [Luc89] Luck, R. (1989)  
“Observability and delay compensation of integrated communication and control systems”.  
Tesis doctoral. Department of Mechanical Engineering. Pennsylvania State University. Pennsylvania (EEUU).
- [Luc90] Luck, R. , A. Ray. (1990)  
“An observer-based compensator for distributed delays”.  
Automatica, vol. 26, no. 5, pp. 903-908.
- [Luc94] Luck, R. , A. Ray. (1994)  
“Experimental verification of a delay compensation algorithm for integrated communication and control systems”.  
International journal of control, vol. 59, no. 6, pp. 1357-1372.
- [Lyg99] Lygeros, J. , Tomlin, C. , Sastry, S. (1999)  
“Controllers for reachability specifications for hybrid systems”.  
Automatica, vol. 35, no. 3.
- [Mal96] Malmborg, J. , Bernhardsson, B. , Astrom. K.J. (1996)  
“A stabilizing switching scheme for multi controller systems”  
Proceedings of 13<sup>th</sup> IFAC world congress, San Francisco (EEUU), pp. 229-234.
- [Mar01] Martí, P. , Fuertes, J. M. (2001)  
“An integrated approach to real-time distributed control systems over fieldbuses”.  
Proceedings of the 8<sup>th</sup> IEEE international conference on emerging technologies and factory automation, Pins (Francia).
- [Mar02] Marti, P. , Fuertes, J.M. , Fohler, G. (2002)  
“A control performance metric for real-time timing constraints”.  
Proceedings of the 14th Euromicro conference on real-time timing constraints, Viena (Austria).
- [Mar86] Mariton, M. (1986)  
“Local area networks and future process control systems”.  
IEEE control systems magazine , vol. 6, no. 2, pp. 27-27.

- [Mat01] Matveev, A.S. , Savkin, A.V. (2001)  
"Optimal estate estimation in networked systems with asynchronous communication channels and switched sensors".  
Proceedings of the 40<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Orlando (EEUU), pp. 825-830.
- [Mat03a] Matveev, A.S. , Savkin, A.V. (2003)  
"Optimal computer control via a communication channels with irregular transmission times".  
International journal of control, vol. 76, no. 2, pp. 165-177.
- [Mat03b] Matveev, A.S. , Savkin, A.V. (2003)  
"The problem of state estimation via asynchronous communication channels with irregular transmission times".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 48, no. 4, pp. 670-676.
- [Mat04] Matveev, A.S. , Savkin, A.V. (2004)  
"The problem of LQG optimal control via a limited capacity communication channel".  
Systems and control letters, vol. 53, no. 1, pp. 51-64.
- [McC90] McCammon, I.D. , Jacobsen, S.C. (1990)  
"Communication and control for distributed microsystems".  
IEEE control systems magazine , vol. 10, no. 2, pp. 48-50.
- [Mey75] Meyer R.A. , Burrus C.S. (1975)  
"A unified analysis of multirate and periodically time-invarying digital filters".  
IEEE transactions on circuits systems, vol. 22, pp. 162-168.
- [Mey90] Meyer, D.G. (1990)  
"A new class of shift-varying operators, the shift-invariant equivalents and multirate digital systems".  
IEEE transactions on automatic control, vol. 35, pp. 429-433.
- [Mon02a] Montestruque, L.A. , Antsaklis, P.J. (2002)  
"State and output feedback control in model-based networked control systems".  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 1620-1625.
- [Mon02b] Montestruque, L.A. , Antsaklis, P.J. (2002)  
"Model-based networked control systems: Necessary and sufficient conditions for stability".  
Proceedings of the 10<sup>th</sup> mediterranean conference on control and automation.
- [Mon03] Montestruque, L.A. , Antsaklis, P.J. (2003)  
"On the model-based control of networked control systems".  
Automatica, vol. 39, no. 10, 1837-1843.
- [Nai00] Nair, G.N. , Evans, R.J. (2000)  
"Stabilization with data-rate limited feedback: Tightest attainable bounds".  
Systems and control letters, vol. 41, no. 1, pp. 49-56.

- [Nai03] Nair, G.N. , Evans, R.J. (2003)  
“Exponential stabilisability of finite dimensional linear systems with limited data rates”.  
Automatica, vol. 39, no. 4, 585-593.
- [Nes04a] Netic, D. , Teel, A.R. (2004)  
“Input-to-state stability of networked control systems”.  
Automatica, vol. 40, no. 6, pp. 2121-2128.
- [Nes04b] Netic, D. , Teel, A.R. (2004)  
“Input-output stability properties of networked control systems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 49, no. 10, pp. 1650-1667.
- [Nic02] Niculescu, S.I. (2002)  
“On delay robustness analysis of a simple control algorithm in high-speed networks”.  
Automatica, vol. 38, no. 5, pp. 885-889.
- [Nil97] Nilsson, J. , Bernhardsson, B. (1997)  
“LQG control over a Markov communication network”.  
Proceedings of the 36<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, San Diego (EEUU), pp. 4586-4591.
- [Nil98a] Nilsson, J. , Bernhardsson, B. , Wittenmark, B. (1998)  
“Some topics in real-time control”. Proceedings of the 17<sup>th</sup> american control conference, Philadelphia (EEUU), pp. 2391-2395.
- [Nil98b] Nilsson, J. , Bernhardsson, B. , Wittenmark, B. (1998)  
“Stochastic analysis and control of real-time systems with random time delays”.  
Automatica, vol. 34, no. 1, pp. 57-64.
- [Nil98c] Nilsson, J. (1998)  
“Real-time control systems with delays”.  
Tesis doctoral. Department of Automatic Control. Lund Institute of Technology. Lund (Suecia).
- [Oga95] Ogata, K. (1995)  
“Discrete-time control systems”.  
Prentice-Hall.
- [Opp89] Oppenheim, A.V. , Schaffer, R.W. (1989)  
“Discrete-time signal processing”.  
Prentice-Hall.
- [Ota02a] Otanez, P.G. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2002)  
“Using deadbands to reduce communication in networked control systems”.  
Proceedings of the 21st american control conference, Anchorage (EEUU), pp. 3015-3020.
- [Ota02b] Otanez, P.G. , Parrott, J.T. , Moyne, J.R. , Tilbury, D.M. (2002)  
“The implications of Ethernet as a control network”.  
Proceedings of the 2002 global powertrain conference, Ann Arbor (EEUU).

- [Ove99] Overstreet, J.W. , Tzes, A. (1999)  
"An Internet-based real-time control engineering laboratory".  
IEEE control systems magazine , vol. 19, no. 5, pp. 19-34.
- [Par02] Park, H.S. , Kim, Y.H. , Kim, D-S. , Kwon, W.H. (2002)  
"A scheduling method for network-based control systems".  
IEEE transactions on control systems technology, vol. 10, no. 3, pp. 318-330.
- [Pha04] Phat, V.N. , Jiang, J. Savkin, A.V. , Petersen, I.R. (2004)  
"Robust stabilization of linear uncertain discrete-time systems via a limited capacity communication channel".  
Systems and control letters, vol. 53, no. 1, pp. 374-360.
- [Ple88] Pleinevaux, P. , Decotignie, J-D. (1988)  
"Time critical communication networks : Field buses".  
IEEE network, vol. 2, no. 3, pp. 55-63.
- [Plo03a] Ploplys, N.J. (2003)  
"Wireless feedback control of mechanical systems".  
Tesis doctoral. University of Illinois. Urbana (EEUU).
- [Plo03b] Ploplys, N.J. , Alleyne, A.G. (2003)  
"UDP network communications for distributed wireless control".  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 3335-3340.
- [Pur96] Puri, A. , Varaiya, P. (1996)  
"Stability of hybrid systems".  
Computer and mathematical modeling, vol. 23, no. 11, pp. 191-202.
- [Raj94] Raji, R.S. (1994)  
"Smart networks for control".  
IEEE spectrum, vol. 31, pp. 49-55.
- [Ray88a] Ray, A. , Halevi, Y. (1988)  
"Integrated communication and control systems : Part II - Design considerations".  
ASME journal of dynamic systems, measurement and control, vol. 110, pp. 374-381.
- [Ray88b] Ray, A. (1988)  
"Distributed data communication networks for real-time process control".  
Chemical engineering communication, vol. 65, pp. 139-154.
- [Ray89] Ray, A. (1989)  
"Introduction to networking for integrated control systems".  
IEEE control system magazine, vol. 9, no. 1, pp. 76-79.
- [Ray94] Ray, A. (1994)  
"Optput feedback control under randomly varying distributed delays".  
AIAA journal of guidance, control and dynamics, vol. 17, no. 4, pp. 701-711.

- [Reh00] Reh binder, H. , Sanfridson, M. (2000)  
“Scheduling of a limited communication channel for optimal control”.  
Proceedings of the 39<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Sydney  
(Australia), pp. 1011-1016.
- [Ric03] Richard, J-P. (2003)  
“Time-delay systems: An overview of some recent advances and open  
problems”.  
Automatica, vol. 39, no. 10, pp. 1667-1694.
- [Rit89] Ritchey, V.S. , Franklin, G.F. (1989)  
“A stability criterion for asynchronous multirate linear systems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 34, no. 5, pp. 529-535.
- [Rub99] Rubio, M.D. , Fuertes, J.M. , Kahoraho, E. , Pérez, N. (1999)  
“Performance evaluation of four fieldbuses”.  
Proceedings of the 7<sup>th</sup> IEEE international conference on emerging technologies  
and factory automation, Barcelona (España).
- [Sah00] Sahai, A. (2000)  
“Evaluating channels for control: Capacity reconsidered”.  
Proceedings of the 19<sup>th</sup> american control conference, Chicago (EEUU).
- [Sal92] Salt, J. (1992)  
“Control de procesos industriales con muestreo no convencional”.  
Tesis doctoral. Departamento de Ingeniería de Sistemas, Computadores y  
Automática. Universidad Politécnica de Valencia. Valencia (España).
- [Sal93] Salt, J. , Tornero, J. , Albertos, P. (1993)  
“Modelling of non-conventional sampled data systems”.  
Proceedings of the 2<sup>nd</sup> IEEE conference in control applications, Vancouver  
(Canada), pp. 631-635.
- [Sal00a] Salt, J. , Casanova, V. (2000)  
“Multirate control for an ICCS environment. Part II: The time skew problem”.  
Proceedings of the 2<sup>nd</sup> IFAC workshop on linear time delay systems, Ancona  
(Italia), pp. 252-257.
- [Sal00b] Salt, J. , Albertos, P. (2000)  
“Multirate controllers design by rate decomposition”.  
Proceedings of 30<sup>th</sup> conference on decision and control, Sydney (Australia).
- [Sal04] Salt, J. , Casanova, V. (2004)  
“Digital modeling and control with irregular A/D conversion”.  
Proceedings of the 2<sup>nd</sup> international conference on computing, communication  
and control technologies, Austin (EEUU), vol. IV, pp. 62-67.
- [San93] Santacesaria, C. , Scattolini, R. (1993)  
“Easy tuning of Smith predictor in presence of delay uncertainty”.  
Automatica, vol. 29, no. 6, pp. 1595-1597.

- [Sas95] Sastry, S. , Meyer, G. , Tomlin, C. , Lygeros, J. (1995)  
"Hybrid control in air traffic management systems".  
Proceedings of the 34<sup>th</sup> conference on decision and control, New Orleans (EEUU), pp. 1478-1483.
- [Sch97] Schickhuber, G. , McCarthy, O. (1997)  
"Distributed fieldbus and control network systems".  
Computing & control engineering , vol. 8, no. 1, pp. 21-32
- [Sho03] Shousong, H. , Qixin, Z. (2003)  
"Stochastic optimal control and analysis of stability of networked control systems with long delay".  
Automatica, vol. 39, no. 11, 1877-1884.
- [Sic01] Sichitiu, M. , Bauer, P.H. , Premaratne, K. (2001)  
"The effect of uncertain time variant delays in ATM networks with explicit rate feedback".  
Proceedings of the 20<sup>th</sup> american control conference, Arlington (EEUU), pp. 4537-4543.
- [Sim01] Simsek, T. , Varaiya, P. , Borges de Sousa, J. (2001)  
"Communication and control of distributed hybrid systems".  
Proceedings of the 20<sup>th</sup> american control conference, Arlington (EEUU), pp. 4968-4983.
- [Ska99] Skafidas, E. , Evans, R.J. , Savkin, A.V. , Peterson, I.R. (1999)  
"Stability results for switched controller systems".  
Automatica, vol. 35, no. 4, pp. 553-564.
- [Skl55] Sklansky, J. , Ragazzini, J.R. (1955)  
"Analysis of errors in sampled-data feedback systems".  
AIEE transactions, vol. 74, pp. 65-71.
- [Smi57] Smith, O.J.M. (1957)  
"Close control of loops with dead time".  
Chemical engineering progress, vol. 53, no. 5, pp. 217-219.
- [So 03] So, J.K.C. (2003)  
"Delay modeling and controller design for networked control systems".  
Tesis doctoral. University of Toronto. Toronto (Canadá).
- [Sri04] Srinivasagupta, D. , Schattler, H. , Joseph, B. (2004)  
"Time-stamped model predictive control: An algorithm for control of processes with random delays".  
Computers and chemical engineering, vol. 28, 1337-1346,
- [Stu01] Stubbs, A. , Dullerud, G.E. (2001)  
"Networked control of distributed systems: A testbed".  
Proceedings of the 2001 ASME international mechanical engineering congress and exposition, New York (EEUU).

- [Tan96] Tanenbaum, A.S. (1996)  
"Computer networks".  
Prentice-Hall.
- [Tan99] Tangirala, A.K. , Li, D. , Patwardhan, R. , Shah, S.L. , Chen, T. (1999)  
"Issues in multirate process control".  
Proceedings of the 18<sup>th</sup> american control conference, San Diego (EEUU), vol. 4,  
pp. 2771-2775.
- [Tat00a] Tatikonda, S.C. (2000)  
"Control under communication constraints".  
Tesis doctoral. Massachusetts Institute of Technology. Boston (EEUU).
- [Tat00b] Tatikonda, S.C. , Mitter, S.K. (2000)  
"Control under communication constraints".  
Proceedings of the 37<sup>th</sup> Allerton conference on communication, control, and  
computing, Monticello (EEUU).
- [Tat98] Tatikonda, S.C. , Sahai, A. , Mitter, S.K. (1998)  
"Control of LQG systems under communication constraints".  
Proceedings of the 36<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, San Diego  
(EEUU).
- [Tho86] Thompson P.M. (1986)  
"Gain and phase margin of multirate sampled-data feedback systems".  
International journal of control, vol. 44, pp. 833-846.
- [Tho04] Thompson, H. (2004)  
"Wireless and internet communications technologies for monitoring and control".  
Control engineering practice, vol. 12, no. 6, pp. 781-791.
- [Tho70] Thomas, B.W. , Lutte, N.P. (1972)  
"Z-transform analysis of nonuniform sampled digital filters".  
IEE proceedings, vol. 119, no. 11, pp. 1559-1567.
- [Tin94] Tindell, K. , Hanssmon, H. , Wellings, A.J. (1994)  
"Analysing real-time communications: Controller Area Network".  
Proceedings of the 15<sup>th</sup> IEEE real-time systems symposium, San Juan (Puerto  
Rico), pp. 259-263.
- [Tip01] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2001)  
"Network-based controller adaptation based on QoS negotiation and  
deterioration".  
Proceedings of the 27<sup>th</sup> annual conference of IEEE industrial electronics  
society, Denver (EEUU), pp. 1794-1799.
- [Tip02] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2002)  
"Gain adaptation of networked mobile robot to compensate QoS deterioration".  
Proceedings of the 28<sup>th</sup> annual conference of IEEE industrial electronics  
society, Sevilla (España), pp. 3146-3155

- [Tip03] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2003)  
“Control methodologies in networked control systems”.  
Control engineering practice, vol. 11, no. 10, pp. 1099-1111.
- [Tip04a] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2004)  
“On the gain scheduling for networked PI controller over IP network”.  
IEEE transactions on mechatronics, vol. 9, no. 3, pp. 491-498.
- [Tip04b] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2004)  
“Model predictive path tracking via middleware for networked mobile robot over IP network”.  
Proceedings of the 23<sup>rd</sup> american control conference, Boston (EEUU), pp. 4307-4312,
- [Tip04c] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2004)  
“Gain scheduling middleware for networked mobile robot control”.  
Proceedings of the 23<sup>rd</sup> american control conference, Boston (EEUU), pp. 4313-4318.
- [Tip04d] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2004)  
“Gain scheduler middleware: A methodology to enable existing controllers for networked control and teleoperation - Part I: Networked control”.  
IEEE transactions on industrial electronics, vol. 51, no. 6, pp. 1218-1227.
- [Tip04e] Tipsuwan, Y. , Chow, M-Y. (2004)  
“Gain scheduler middleware: A methodology to enable existing controllers for networked control and teleoperation - Part II: Teleoperations”.  
IEEE transactions on industrial electronics, vol. 51, no. 6, pp. 1228-1237.
- [Tor95] Torngren, M. (1995)  
“Modelling and design of distributed real-time control applications”.  
Tesis doctoral. Department of Machine Design. The Royal Institute of Technology. Estocolmo (Suecia).
- [Tor99] Tornero, J. , Gu, Y. , Tomizuka, M. (1999)  
“Analysis of multi-rate discrete equivalent of continuous controller”.  
Proceedings of the 18<sup>th</sup> american control conference, San Diego (EEUU), pp. 2759-2763.
- [Tor98] Torngren, M. (1998)  
“Fundamentals of implementing real-time control applications in distributed computer systems”.  
Real-time systems, vol. 14, pp. 219-250.
- [Tov99] Tovar, E. , Vasques, F. (1999)  
“Real-time fieldbus communications using Profibus networks”.  
IEEE transactions on industrial electronics, vol. 46, no. 6, pp. 1241-1251.
- [Val99] Valera, A. , Salt, J. , Casanova, V. , Ferrus, S. (1999)  
“Control of industrial robot with a fieldbus”.  
Proceedings of the 7<sup>th</sup> IEEE international conference on emerging technologies and factory automation, Barcelona (España), pp. 1235-1241.

- [Van98] Van der Schaft, A.J. , Schumacher, J.M. (1998)  
“Complementarity modeling of hybrid systems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 43, no. 4, pp. 483-490.
- [Ver01] Verriest, E.I. (2001)  
“Delay dependent stability of scalar discrete delay systems”.  
Proceedings of the 3<sup>rd</sup> IFAC workshop on linear time delay systems, Santa Fe (EEUU).
- [Ver02] Verriest, E.I. , Egerstedt, M. (2002)  
“Control with delayed and limited information: A first look”.  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 1231-1236.
- [Vou94] Voulgaris, P. (1994)  
“Control of asynchronous sampled data systems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 39, no. 7, pp. 1451-1455.
- [Wal01a] Walsh, G.C. , Ye, H. (2001)  
“Scheduling of networked control systems”.  
IEEE control systems magazine, vol. 21, no. 1, pp. 57-65.
- [Wal01b] Walsh, G.C. , Beldiman, O. , Bushnell L.G. (2001)  
“Asymptotic behaviour of nonlinear networked control systems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 46, no. 7, pp. 1093-1097.
- [Wal02a] Walsh, G.C. , Beldiman, O. , Bushnell L.G. (2002)  
“Error encoding algorithms for networked control systems”.  
Automatica, vol. 38, no. 2, pp. 261-267.
- [Wal02b] Walsh, G.C. , Ye, H. , Bushnell L.G. (2002)  
“Stability analysis of networked control systems”.  
IEEE transactions on control systems technology, vol. 10, no. 3, pp. 438-446.
- [Wan73] Wang, S.H. , Davison, E.J. (1973)  
“On the stabilization of decentralized control schemes”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 18, no. 3, pp. 473-478.
- [Wat81] Watanabe, K. , Ito, M. (1981)  
“A process-model control for linear systems with delay”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 26, no. 6, pp. 1261-1269.
- [Wat96] Watanabe, K. , Nobuyama, E. , Kojima, A. (1996)  
“Recent advances in control of time delay systems – A tutorial review”.  
Proceedings of the 35<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Kobe (Japón), pp. 2083-2088.
- [Whe93] Wheelis, J.D. (1993)  
“Process control communications: Token bus, CSMA/CD or Token ring?”.  
ISA transactions, vol. 32, no. 2, pp. 193-198.

- [Wit95] Wittenmark, B. , Nilsson, J. , Torngren, M. (1995)  
“Timing problems in real-time control systems”.  
Proceedings of the 14<sup>th</sup> american control conference, Seattle (EEUU), pp. 2000-2004.
- [Wit98] Wittenmark, B. , Bastian B. , Nilsson, J. (1998)  
“Analysis of time delays in synchronous and asynchronous control loops”.  
Proceedings of the 37<sup>th</sup> conference on decision and control, Tampa (EEUU), pp. 283-288.
- [Won95] Wong, W.S. , Brockett, R.W. (1995)  
“State estimation with finite communication bandwidth constraints”.  
Proceedings of the 34<sup>th</sup> conference on decision and control, New Orleans (EEUU).
- [Won97] Wong, W.S. , Brockett, R.W. (1997)  
“Systems with finite bandwidth constraints : Part I – State estimation problems”.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 42, no. 3, pp. 1294-1299.
- [Won99] Wong, W.S. , Brockett, R.W. (1999)  
Systems with finite bandwidth constraints : Part II – Stabilization with limited information feedback.  
IEEE transactions on automatic control, vol. 45, no. 5, pp. 1049-1053.
- [Wu 96] Wu, H. (1996)  
“Decentralized output feedback control of large scale interconnected time-delay systems”.  
Proceedings of the 35<sup>th</sup> conference on decision and control, Kobe (Japón).
- [Yan03] Yang, S.H. , Chen, X. , Alty, J.L. (2003)  
“Design issues and implementation of internet-based process control systems”.  
Control engineering practice, vol. 11, no. 1, pp. 709-720.
- [Ye 00] Ye, H. , Walsh, G.C. , Bushnell L.G. (2000)  
“Wireless local area networks in manufacturing industry”.  
Proceedings of the 19<sup>th</sup> american control conference, Chicago (EEUU), pp. 2363-2367.
- [Yen92] Yen, N.Z. , Wu, Y.C. (1992)  
“A multirate controller design of linear periodic time delay systems”.  
Automatica, vol. 28, no. 6, pp. 1261-1266.
- [Yep02] Yopez, J. , Marti, P. , Fuertes, J.M. (2002)  
“Control loop performance analysis over networked control systems”.  
Proceedings of the 28<sup>th</sup> annual conference of IEEE industrial electronics society, Sevilla (España), pp. 2880-2885.
- [Yoo01] Yook, J.K. , Tilbury, D.M. , Sopakar, N.R. (2001)  
“A design method for distributed control systems to optimize in the presence of time delays”.  
International journal of control, vol. 74, no. 1 pp. 58-76.

- [Yoo02] Yook, J.K. , Tilbury, D.M. , Sopakar, N.R. (2002)  
“Trading computation for bandwidth: reducing communication in distributed control systems using state estimators”.  
IEEE transactions on control systems technology, vol. 10, no. 4, pp. 503-518.
- [Yuk03a] Yuksel, S. , Imer, O.C. , Basar, T. (2003)  
“Constrained state estimation and control over communication networks”.  
Proceedings of the 42<sup>nd</sup> IEEE conference on decision and control, Maui (EEUU).
- [Yuk03b] Yuksel, S. (2003)  
“State estimation and control for LTI systems over communication channels”.  
Tesis doctoral. University of Illinois. Urbana (EEUU).
- [Yup99] Yuping, G. , Tomizuka, M. , Tornero, J. (1999)  
“Digital redesign of continuous time controller by multirate sampling and high order holds”.  
Proceedings of the 38<sup>th</sup> IEEE conference on decision and control, Phoenix (EEUU), vol. 4, pp. 3422-3427.
- [Zha01a] Zhang, W. , Branicky, M.S. (2001)  
“Stability of networked control systems with time-varying transmission period”.  
Proceedings of the 39<sup>th</sup> Allerton conference on communication, control, and computing, Urbana (EEUU).
- [Zha01b] Zhang, W. , Branicky, M.S. , Phillips, S.M. (2001)  
“Stability of networked control systems”.  
IEEE control systems magazine, vol. 21, no. 1, pp. 84-99
- [Zha01c] Zhang, W. (2001)  
“Stability analysis of networked control systems”.  
Tesis doctoral. Case Western Reserve University. Cleveland (EEUU).
- [Zhe02] Zhen, W. , Jian-ying, X. (2002)  
“Online delay-evaluation control for networked control systems”.  
Proceedings of the 41<sup>st</sup> IEEE conference on decision and control, Las Vegas (EEUU), pp. 1649-1795.
- [Zhe03] Zhen, W. , Xiang-hua, M. Jian-ying, X. (2003)  
“A novel control scheme based on online delay evaluation for a class of networked control systems”.  
Proceedings of the 22<sup>nd</sup> american control conference, Denver (EEUU), pp. 4143-4148.
- [Zhi03] Zhivoglyadov, P.V. , Middleton, R.H. (2003)  
“Networked control design for linear systems”.  
Automatica, vol. 39, no. 4, pp. 743-750.