



# REVISTA DE TELECOMUNICACION

MINISTERIO DE LA GOBERNACION

DIRECCION GENERAL  
DE CORREOS  
Y TELECOMUNICACION

EDITADA  
POR EL CONSEJO TECNICO  
DE TELECOMUNICACION



REDACCION Y  
ADMINISTRACION:

PALACIO DE  
COMUNICACIONES



CONSEJO DE REDACCION Y GERENCIA  
PRESIDENTE: Excmo. Sr. D. León Herrera  
Esteban, director general de Correos y  
Telecomunicación.

VICEPRESIDENTE: Ilmo. Sr. D. Carlos Je-  
sús Álvarez Romero, secretario general  
de Correos y Telecomunicación.

VOCALES: Ilmo. Sr. D. Adelino Dobao  
Lavín, presidente en funciones del  
Consejo Técnico de Telecomunicación.  
Ilmo. Sr. D. Antonio Soto García.  
Ilmo. Sr. D. Francisco Díaz-Guerra y  
García-Borrón.

Ilmo. Sr. D. Jaime Martínez Burgos  
González.

Ilmo. Sr. D. Ernesto Cubero Calvo.

Ilmo. Sr. D. José Parra González.

D. Juan de la Calle García.

Miembros de la Comisión Permanente  
del Consejo Técnico.

DIRECTOR: Adelino Dobao Lavín.



AÑO XXVI  
NUM. 101

DICIEMBRE 1970



La Revista no se hace responsable de  
las opiniones emitidas por los autores  
en sus trabajos. Se prohíbe la repro-  
ducción de cualquier trabajo sin citar  
su procedencia

(Depósito legal: M. 4.316—1958)

## I N D I C E

Páginas

CINCUENTENARIO DE LA CREACION DEL TITULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACION.	3
ANTENA CASSEGRAIN, por Manuel L. Gordello y Florencio Guixá Arderín .....	12
SIMULACION DE SISTEMAS DE COMUNICACION CON COMPUTADORES DIGITALES, por José Antonio Delgado Penín .....	21
EXPLOTACION BIDIRECCIONAL DE CIRCUITOS, por Jesús López Pousada .....	41
PASADO, PRESENTE Y FUTURO DE LOS DISPOSITIVOS ELECTRONICOS, por Antonio Luque López .....	48
NOTAS BIBLIOGRAFICAS .....	55
INFORMACION PROFESIONAL E INDUSTRIAL ...	59
SUMARIO DE REVISTAS .....	77

# CINCUENTENARIO DE LA CREACION DEL TITULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACION

SESION ACADEMICA CONMEMORATIVA CELEBRADA EN EL SALON DE  
ACTOS DE LA ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE  
TELECOMUNICACION

Conferencia pronunciada por el excelentísimo señor don Manuel  
Márquez Mira, presidente de honor de la Asociación de Ingenieros  
de Telecomunicación y del Instituto de Ingenieros Civiles de España.

Queridos amigos todos :

Yo espero que admitan este saludo amistoso, que realmente es un llamamiento a la amistad; porque amistad, benevolencia, condescendencia, es lo que yo necesito en este acto, al que acudo consciente de la merma de las que siempre fueron mis escasas facultades, y movido sólo por el deseo de corresponder a la insistente y anable invitación de unos compañeros que durante toda mi vida profesional me han dispensado una muestra de afecto y de consideración que no puedo olvidar, que no debo olvidar.

¿Qué es lo que pido de vuestra condescendencia? Realmente, no demasiado. Que hagan como si me escucharan, que me den en todo momento, para no aumentar mis complejos, la impresión de que me están atendiendo con interés y que tengan un poco de paciencia, que al fin y al cabo un cincuentenario se celebra, más o menos..., cada medio siglo.

Pienso hablarles, naturalmente, de nuestro título, de mis recuerdos de nuestra vieja escuela de Recoletos; de mi debut como ingeniero y de algo a lo que se le ha puesto el pomposo título del «Mundo de la ciencia, de la técnica y de la política». Como podrán observar, más que de una conferencia se trata de un verdadero popurrí, estilo éste que es muy utilizado por dos tipos de conferenciantes: unos, los que por falta de ca-

pacidad no pueden desarrollar ningún tema con toda la extensión y profundidad que se necesita y otros, que son tan escépticos que creen que no hay ningún tema que justifique el tener al público escuchando durante una hora, hablando de la misma cosa. Yo, naturalmente, pertenezco a la primera especie.

*Nuestro título.*

Creo que es mi deber, deber que cumplo muy gustoso, y de todos los ingenieros de telecomunicación, dedicar en este acto un recuerdo verdaderamente emocionado y lleno de gratitud a aquel grupo de distinguidos telegrafistas, además ingenieros o universitarios, que, venciendo toda clase de dificultades, y por encima de incomprendiones y egoísmos trabajaron por la creación de nuestra carrera y de nuestro título, con un afán, con una pasión que sólo podía alimentar y mantener una fe maravillosa y una intuición profética de lo que había de ser, de lo que es y de lo que será la telecomunicación española.

Fue un grupo magnífico del que yo destacaría la gran figura de don Ramón Miguel y Nieto y del que fue director de nuestra Escuela, al mismo tiempo que profesor de la Universidad Central, don Ignacio González Martí. Ellos y otros, honrándose, honraron y enaltecieron al



cuerpo de Telégrafos, prestando un gran servicio a las telecomunicaciones y a España.

El título de Ingeniero de Telecomunicación fue muy discutido; en primer lugar, porque la palabra «telecomunicación» parecía muy larga y, por otra parte, porque no se había usado por ninguna administración extranjera. Pero hasta en esto fueron proféticos los promotores de nuestro título. España, que ha aportado al mundo palabras de tanta raigambre como la palabra «liberal», fue también la primera que, naturalmente, de un modo oficial, empleó la palabra «telecomunicación», con tanto éxito, con tanta aceptación, que cuando en 1932 se celebró la conferencia de Telegrafía y de Radiotelegrafía, se acordó el nombre: «de la Unión Internacional de las Telecomunicaciones».

Aquel título de Ingeniero de Telecomunicación, que no nos parecía bien porque era demasiado largo, no tenía más que un defecto, era demasiado corto. Debí ser Ingeniero de Telecomunicación y Electrónica.

La vida de nuestros primeros compañeros en sus primeros tiempos, como ocurre en el comienzo de todas las profesiones, no fue muy feliz, no fue nada fácil. Tuvieron que luchar con todos y casi contra todos. En el Cuerpo de Telégrafos, que fue su cuna, que fue su origen, encontraron un sinnúmero de dificultades y de trabas para ejercer debidamente, dignamente, su profesión, y en las demás especialidades de in-

genieros encontraron un ambiente de fría incompreensión; porque, lógicamente, humanamente, eran vistos como unos advenedizos o como unos extraños.

Ahora bien, cuando juzgamos o queremos calificar el origen de nuestras vidas o de nuestras profesiones, con mayor o menor justicia, siempre lo relacionamos con el mayor o menor éxito que hayamos tenido en nuestras vidas o hayamos tenido en nuestras profesiones, y así, por ejemplo, el poeta Zorrilla, cuando se encuentra pobre y deprimido, recuerda que su primer contacto poético con el público fue en ocasión del entierro de Mariano José de Larra, y entonces exclama tan injustamente: «Nací como yerba maldecida, al pie del sepulcro de un tirano».

Nosotros, gracias a Dios, por gratitud sentida muy sinceramente, por respeto a nosotros mismos, y por reconocimiento de lo que somos, podemos, al celebrar nuestro cincuentenario, decir que nos sentimos muy honrados y muy orgullosos de haber tenido nuestro origen en las filas del distinguido cuerpo de Telégrafos.

Pronto cambió el panorama de nuestros ingenieros con el establecimiento de la Compañía Telefónica Nacional de España y con la consiguiente creación de la industria, encargada de respaldar y de asegurar el desarrollo de los servicios telefónicos, que a un paso vertiginoso empezó a extenderse por el país.

La preparación que habían recibido nuestros ingenieros les hacía aptos para todo, y de una manera inmediata empezaron a ocupar los puestos técnicos más importantes en estas organizaciones. Estos ingenieros, prestigiándose, nos prestigiaron a nosotros, y de aquellos ingenieros, esos ingenieros pioneros, tenemos la fortuna de tener aquí entre nosotros a un grupo, quizá de los que más han influido en el desarrollo de la telecomunicación en España. Ellos facilitaron nuestra labor, ellos abrieron nuestro camino; por eso yo creo, estoy seguro de que interpreto el sentimiento de todos los compañeros, rindiéndoles desde aquí un cálido homenaje de gratitud, de cariño y de admiración.

Como voy a dedicar unos minutos a mi persona o a hechos que se relacionan con mi persona, creo que ha llegado el momento de hacer mi presentación:

Yo recibí el título hace cuarenta y dos años; por tanto, yo no soy de los pioneros, pero no cabe duda que pertenezco a las viejas estructuras, que he sido formado en las viejas estructuras. Espero que nadie vea en estas palabras ninguna reticencia ni ninguna ironía. Yo creo sinceramente que todos los métodos, todas las normas, todos los sistemas de la vida, en cualquiera que sea su manifestación y, naturalmente, en la educativa, tienen que modificarse continuamente, tienen que mejorarse de modo continuo, para adaptarse al presente y hacer frente a las necesidades del porvenir; pero hay algo que yo quisiera poner en claro: actualmente en muchos pueblos, y sobre todo en los pueblos más progresivos, se escarnece de una manera exagerada y con un error de perspectiva las viejas estructuras educativas, considerando poco más o menos que ellas son el origen de todas nuestras deficiencias y de todos nuestros males.

Y precisamente, como voy a poner de manifiesto más adelante, existe un contraste indiscutible entre el espectacular y continuo avance de la ciencia y de la técnica, que son las que forman, las que forjan, de una manera indiscutible, la realidad de nuestra vida y de nuestro mundo, con el estancamiento, y hasta regresión de los valores espirituales o incapacidad del entendimiento entre los hombres y los pueblos.

El mundo del espíritu, el mundo de la política, no ha sabido ponerse a tono; no ha sabido, no ha podido, digerir los avances de la ciencia y de la técnica o, en ciertos aspectos, no ha sabido o no ha podido utilizarlos debidamente. Y hay que preguntarse, ¿y quiénes han conseguido esos avances de la ciencia y de la técnica muy por encima de la capacidad de los humanos para utilizarlos? ¿Quiénes han producido ese desequilibrio entre el mundo ciencia-técnica y el mundo que ortodoxamente podemos llamar mundo político? La contestación es muy sencilla, es única, es indiscutible: todo lo que en ciencia, todo lo que en técnica se ha conseguido hasta ahora, ha sido gracias al esfuerzo, al trabajo, a los cono-

cimientos de los hombres que fueron formados, que fueron educados, en esas vituperadas, viejas y caducas estructuras educativas.

La ciencia marcha siempre hacia el mañana, pero es siempre hija del ayer. El mundo del siglo XIX, ese siglo a veces tan vituperado, tuvo un mérito, tuvo una grandeza que nadie le podrá discutir, que nadie le podrá negar: precedió y alumbró al siglo XX.

### *Recuerdos de la vieja Escuela de Recoletos.*

Es natural que yo sienta un recuerdo nostálgico por nuestra vieja Escuela de Recoletos. Allí fui alumno y allí fui profesor. En nuestro curso éramos cinco alumnos, porque cinco fueron las plazas que convocaron a oposición entre todos los oficiales de Telégrafos hasta la edad, creo, de los treinta y cinco años. En toda la Escuela creo que éramos 35 alumnos. Lo que si se compara con esa cifra de unos 3.000 que acabo de oír de boca de nuestro querido Director de la Escuela, dará una idea de cuál ha sido el progreso de nuestra técnica.

Recuerdo que en las primeras clases estaba sorprendido de que todos los alumnos hablaran muy preocupados porque un compañero, del último curso, estaba ausente y que quizá tendría que pedir suspensión de estudios con motivo de su servicio militar. A la preocupación sincera de ese posible contratiempo se unían los mayores elogios respecto a su capacidad y a su talento. Al cabo de unos días, por fin, se presentó el objeto de tantas preocupaciones. Venía con un uniforme, que por cierto le sentaba como un tiro, o más bien, era su cara poco agraciada, la que le sentaba como un tiro al uniforme. ¿Y ésta era la causa de tantas preocupaciones?, me dije yo. Después, a medida que fue avanzando el curso fui entendiendo que en aquella Escuela, sin ninguna sombra de envidia, se tenía un sentimiento de orgullo por la valía de todos los compañeros, entre los que seguía figurando en primera línea el soldado de referencia.

Pues bien, este ambiente de respeto, de consideración a la sabiduría y al talento, me ha servido mucho en mi vida profesional; y dio la casualidad de que al terminar yo mi carrera y empezar a trabajar en una industria madrileña, mi primer jefe fuera el tan referido muchacho y soldado. Y puedo asegurarles, señores, que durante el tiempo que trabajé a sus órdenes no sentí por él más admiración ni le dispensé mayor consideración ni más respetuoso afecto, que cuando por azares de la vida yo llegué a ser el jefe supremo de aquella compañía y él uno de mis más valiosos y leales colaboradores. ¡Aprendimos a respetar todo lo respetable!

En aquella Escuela decíamos que nos enseñaban algunas cosas inútiles; así, por ejemplo, nos quejábamos de que se nos explicaba el sistema telegráfico Rowland, que realmente nunca tuvo

una aceptación comercial, con el pretexto del profesor que ese sistema y otros muchos, aún cuando no se usaran, su conocimiento podría servir de base de inspiración para futuras concepciones. También estudiábamos teoría sobre los fluidos elásticos, como introducción de las redes de telegrafía neumática que no existía ninguna en España y que no ha existido ninguna en España.

Sí, se nos enseñaban algunas cosas inútiles. Pero hoy pienso que el día en que en las Escuelas Superiores Técnicas de Ingenieros se dejen de explicar, se dejen de enseñar, algunas de esas cosas que se refutan como inútiles, las Escuelas de Ingenieros habrán perdido su calificativo de Superiores, los ingenieros se habrán degradado y lo que puede resultar más extraño en este mundo de las especializaciones, los ingenieros no estarán debidamente capacitados para poder especializarse debidamente.

### *Mis principios de ingeniero.*

He contado alguna vez que mi vocación de ingeniero no tuvo unas motivaciones, ni muy románticas, ni muy desinteresadas. La vida para los muchachos de mi pueblo se concentraba, y creo que giraba, alrededor de dos grandes instituciones: una era la iglesia y otra era la fábrica de azúcar.

A la iglesia, naturalmente, íbamos a misa, pero lo que más nos atraía de la iglesia eran aquellos escondites más o menos tortuosos de una escalera sin fin y endemoniada que llegaba hasta el campanario y sobre todo la preparación y organización de las múltiples procesiones en las que nosotros creíamos tener derecho a participar o por lo menos intervenir de manera fundamental.

La fábrica de azúcar. ¡Oh, la fábrica de azúcar era el campo, el maravilloso campo de nuestras correrías y de nuestras travesuras! Ahí era nada burlar a aquellos tres porteros armados de garrotos y con un puñado de piedras en el bolsillo, guardando las tres puertas de acceso a la fábrica. Entrar en ella, recorrer todos sus escondites, coger caña de azúcar, azúcar morena, azúcar blanca y, sobre todo, poder contar después nuestras aventuras, nuestras audacias y nuestras correrías, en unos poyos de la plaza, al anochecer, a los demás amigos, constituía la mayor de nuestras diversiones.

La fábrica tenía para nosotros una categoría de mito y su administrador, su jefe, en una palabra, don Eugenio, que al mismo tiempo era el representante político del marqués de Larios en mi pueblo, ¡era un señor omnipotente por encima de todos...! Pues bien, yo había observado con sorpresa que dos veces al año ese don Eugenio acudía a la puerta principal para recibir con toda reverencia a un señor que venía en coche y que permanecía en la fábrica durante hora y media, siendo despedido con todos los honores y con todos los respetos en la puerta por

dicho don Eugenio. ¡Dios mío!, ¿cómo era esto posible? ¿Quién era ese señor tan por encima del omnipotente don Eugenio? La respuesta llegó seca y concisa: «¡Ese es el Ingeniero!». Así, sencillamente, sin más palabras: ¡El Ingeniero!

Yo, señores, en aquellos tiempos no sabía que, según Ortega y Gasset, la pereza es el último vestigio que nos queda del Paraíso, pero sí sabía que quería llevar una vida tan paradisíaca como la de aquel famoso ingeniero y entonces, desde el fondo del corazón de un muchacho de once años, decidí hacerme ingeniero. Y fui ingeniero.

Y fui ingeniero, e ingresé en una fábrica de material telefónico, con todo optimismo y todo entusiasmo. El primer día de mi debut, en la misma mañana, recibí una carta de la Dirección, cuyo contenido a mí me pareció inexplicable, ininteligible (claro es que fue aclarado debidamente por los compañeros). La carta, más o menos, decía lo siguiente: «Tengo el gusto de manifestarle que su número es el 540 y que con éste tendrá que marcar las entradas y salidas en su trabajo, en el reloj emplazado en el segundo rellano de la escalera». ¡Yo era un número...! ¡Dios mío!, ¿dónde estaba, dónde quedó, aquel ingeniero de mi fábrica de azúcar?

Mi primer trabajo consistió en inspeccionar y poner a punto los repetidores telefónicos que en gran número se distribuían, casi diariamente, por todo el ámbito nacional. ¡Aquellos viejos repetidores, cuyos tubos electrónicos gastaban en filamento nada menos que 0,97 amperios! Había tanta hambre de repetidores, había tanta urgencia en su expedición, que todos los días, alrededor de las siete, se me presentaba en la sala de inspección un grupo de mozos de expediciones con unas largas cajas de madera esperando, para embalarlos, los bastidores de repetidores que yo iba dando como buenos. Comprenderán que no era muy agradable para mí trabajar ante aquellos impacientes visitantes.

Una tarde, recuerdo que fue para mí especialmente amarga. Para poder establecer la curva de respuesta a la frecuencia de los repetidores, no tenía ganancímetro y entonces tenía que utilizar un equivalentímetro con una línea de atenuación de 20 decibelios, que yo mismo, claro está, había calculado y construido. Pero las cosas no me iban bien. Cuando se arreglaba una frecuencia, se desarreglaban las otras y los repetidores no salían. Yo notaba en los ojos de aquellos mozos de expediciones esa mirada inconfundible, mezcla de piedad y de burla que desgraciadamente inspira la incompetencia. «Debe ser cuestión de un truco», me decía yo. ¡Dios mío, si alguien con más experiencia pudiera echarme una mano...! Parece que Dios me oyó, pues vi acercarse hacia mí el que creí que era mi Ángel de la Guarda. Era el ingeniero jefe, que entonces era americano, y yo me dije: «Este tío me resuelve la papeleta». Y llegó hasta mí y le expliqué todo, con todo detalle, lo que ocurría, lo que estaba haciendo. El me escuchó muy atentamente y al

final me puso la mano en el hombro y con la mejor de sus sonrisas me dijo: «¡Mr. Márquez, good practice for you!», y se marchó tan tranquilo y allí me quedé yo con los repetidores y con los mozos de expediciones.

Aprendimos a valernos por nosotros mismos. Aprendimos a enfrentarnos con toda clase de dificultades.

### *El mundo de la ciencia y de la técnica y el de la política.*

Vamos a enfrentarnos ahora con ese contraste indudable que existe entre el mundo de la ciencia y de la técnica y el mundo de la política. ¡Cuidado!, no se le dé aquí a la palabra política ningún significado estrecho; yo la uso en el más amplio, más profundo, más humano y más universal, en el que define lo que es la civilización de nuestros tiempos, de nuestro mundo. De ese mundo que al mismo tiempo es construido y está forjado por la realidad de la ciencia y de la técnica. De ahí, naturalmente, el conflicto.

Es indudable que algo no va bien. De una parte, tenemos que la ciencia y la técnica han llegado a unos niveles considerables y que parece que en la política universal existe un cierto confucionismo. ¿Cuáles son las causas? ¿Cómo explicamos esta contradicción o este desfase? La respuesta podía ser muy simple y hasta llena de sentido común. Tan sencilla y tan simple como ésta: «Por Dios, son cosas diferentes, ¿por qué vamos a compararlas?». Pero esta respuesta no podemos aceptarla por dos razones: primera, porque es demasiado simple para satisfacernos, y segunda, segunda..., porque si la acepto aquí se acaba mi conferencia (y todavía no es la hora).

Podría naturalmente, sin tomar previamente ninguna posición en cualquier sentido, establecer una serie de premisas para analizarlas, discutir las y admitirlas o rechazarlas, según mi modesta opinión. Así podría decir, por ejemplo: el mundo de la ciencia y de la técnica está dirigido y controlado por minorías selectas; la política de las naciones y hasta de las organizaciones supranacionales, por un camino o por otro, más o menos teóricamente, está siempre controlado por la mayoría; los esfuerzos, los desarrollos en el terreno científico y técnico, ésos que precisamente definen más el poderío de los pueblos y reflejan más su riqueza intrínseca, son cada vez más complicados, son cada vez más caros y, por tanto, cada vez son más monopolio de un menor número de pueblos y para completar más o menos este ciclo fatal, el producto del trabajo, el producto de todos los desarrollos, de todas las investigaciones de los científicos y de los técnicos, en definitiva, va a parar y es administrado, es controlado, por la cúspide de las pirámides políticas de esos pueblos, cúspide que no representa casi nunca una minoría selecta.

Para el científico, la masa es sólo una magnitud física. En cambio, la masa, entendiendo por tal el conjunto de hombres masa, que no son privativos de ninguna escala social y que lo mismo puede estar en las llamadas inferiores que en las llamadas superiores; esa masa, repito, para el político tiene un valor exiraordinario y no por el respeto que le inspira, sino por un sentimiento de conveniencia, de temor o de miedo.

En otro sentido podría formular la premisa: bueno, el que exista un confucionismo, si es que existe ese confucionismo político, no hay que rasgarse las vestiduras, no hay que dramatizar, éste no es un caso único en la historia de la humanidad, y para buscar ejemplos no tenemos ni que acudir ni a fechas relativamente cercanas ni a fechas tampoco muy remotas. Centrémonos, por ejemplo, en el Renacimiento, y entonces podríamos contemplar un confucionismo político, un confucionismo religioso, un confucionismo moral y un relajamiento de las costumbres. Los hombres de los que eran países civilizados al entrar el siglo xv salieron todavía impregnados del espíritu de la Edad Media y quisieron ir marchando torpemente, quizá, tortuosamente, por la senda del racionalismo y del humanismo; y lo curioso de aquella época es que en ella no se miraba hacia el futuro, porque el futuro parecía que para ellos no existía, sino que se gozaba masticando, digiriendo, desenterrando todo el pasado. Como una premisa de signo opuesto podríamos decir que aquel confucionismo se reflejó en que por el establecimiento de la reforma y la contrarreforma se perdió quizá la única, o quizá la mejor oportunidad, de la unidad de los pueblos europeos con Carlos V.

Pero, señores, si yo sigo estos derroteros, entonces yo le daría a mi charla un matiz político. Y ni ésta es la oportunidad, ni éste es el lugar, ni yo soy un político, ni yo soy un sociólogo, y, por consiguiente, vamos a seguir por un camino más fácil. Y éste va a consistir en que yo trate de fijar cuáles son las características fundamentales de la ciencia y de la técnica, y las características que deben acompañar al científico, y como yo las subrayaré, unas veces con énfasis y otras veces de una manera suave, todos podremos sacar las consecuencias.

La ciencia y la técnica son fundamentalmente evolutivas. En apariencia, sólo en apariencia, son, a veces, revolucionarias, y, desde luego, nunca, nunca, la ciencia es subversiva.

El hombre de ciencia tiene que ser ante todo un hombre civilizado, entendiendo por tal el que es consciente del valor del pasado, del que sabe apreciar y valorar la rica herencia de las generaciones que le precedieron, gracias a la cual no es un hombre primitivo, no tiene que escribir en una página en blanco. Yo diría que el hombre civilizado ni empieza ni termina nunca, siempre continúa. El hombre de ciencia ha de ser inquieto y constante, apasionado y objetivo, tener una gran fe en sí mismo, pero al mismo tiempo dis-

puesto a aceptar la verdad cualquiera que sea su procedencia, porque a su debido tiempo fue lo suficientemente humilde para desprenderse de todo sentimiento geocéntrico o hasta heliocéntrico y de una vez para todas admitir que la humanidad vive y habita en un pobre rincón de la Vía Láctea.

La ciencia no puede ser, no es nunca, subversiva, porque la ciencia nunca destruye el pasado para realizar sus conquistas. Al contrario, es el pasado el que le sirve de apoyo. La ciencia sólo en apariencia es revolucionaria. Así, cuando el presidente Truman, con motivo de la primera bomba atómica, dijo: «Hemos aportado 2.000 millones de dólares en la aventura científica más apasionante de la Historia», no habló correctamente; debió haber dicho: Hemos aportado 2.000 millones de dólares en el final de una aventura científica, en la conclusión de un grande, de un largo proceso científico y técnico, en que, para bien o para mal, científicos y hasta filósofos de todas las procedencias, estuvieron trabajando durante muchos años para definir el átomo, para perfilar los conceptos de masa y energía, para relacionarlos, para adivinar primero y comprobar después su posible transformación en delicados trabajos de laboratorio.

No voy a cansarles, naturalmente, en la larga historia científica que desembocó en la primera bomba atómica y que naturalmente tuvo por protagonista el átomo. Filosofía del átomo, establecida por los epicúreos tres siglos antes de Jesucristo. Saltemos al átomo de Dalton con la consiguiente ley de las proporciones múltiples, origen y base de toda la química moderna; fenómenos de radioactividad; el átomo de Nagaoka; el átomo de Bohr; el átomo del Príncipe de Broglie; relación entre las variaciones de energía y variaciones de masa igual al cuadrado de la velocidad de la luz; descubrimiento del neutrón, bombardeo de los núcleos por neutrones, pila de uranio..., son una serie de hechos, por cierto que no establecidos muy cronológicamente, que, junto con otros muchos, constituyen los jalones de este interesante proceso científico y técnico que terminó con la bomba atómica, de apariencia revolucionaria.

Surge y surgirá en ustedes en seguida una objeción. «Está hablando de los procesos que preceden a esa aparente revolución científica, ¿es que en las revoluciones políticas no ha habido antes, o casi siempre, no ha habido antes unos largos y profundos procesos históricos?». En efecto, así es, pero a esto contestaré que casi nunca el perfil de las revoluciones políticas se ha acomodado a los procesos históricos que le precedieron y que la característica fundamental de la revolución política es la discontinuidad, la tremenda discontinuidad.

Por otra parte, los procesos científicos, a diferencia de los políticos, son siempre progresivos. En la ciencia no cabe una Revolución francesa

seguida de un imperio napoleónico y de una monarquía tradicional. Como al hablar de la bomba atómica, casi al mismo tiempo estábamos tratando de la discontinuidad que acompaña a las revoluciones políticas, puede surgir la observación: ¿que le pregunten a los habitantes de Hiroshima si con la bomba atómica hubo o no discontinuidad! El caso es diferente. El proceso científico y técnico se acaba con la fisión en cadena de los átomos, o si ustedes quieren, con la fabricación misma de la primera bomba atómica; el lanzarla a un lado o a otro, eso ya no corresponde al proceso científico y técnico; no, eso ya entra de lleno en el mundo de la política.

Cuando hablaba antes (y perdonen ustedes este paréntesis) de que el proceso científico era progresivo, no saben ustedes con cuánta satisfacción he atrapado y utilizado esa palabra «progresivo», porque estoy casi seguro de que las cosas las estoy exponiendo de tal manera que muchos de ustedes pensarán: «ése es un reaccionario», «el que está hablando es un hombre de derechas»; pues, no señor; están ustedes en un completo error si así piensan. Yo confieso que tengo el defecto, uno de mis muchos defectos, de querer ser original, pero, señores, mi afán de originalidad no llega al extremo de presentarme como hombre de derechas, cuando ahora precisamente, y de golpe, no hay nadie de derechas o por lo menos nadie declara que es de derechas.

Nuestra técnica, la técnica de la telecomunicación, ofrece ejemplos aún más revolucionarios, de apariencia más revolucionarios, que el que acabo de relatar con motivo de la bomba atómica, pero permítanme antes hacer algunas consideraciones:

El concepto revolucionario es muy distinto según los diferentes puntos de vista. La palabra revolucionario tiene varias acepciones y yo no creo que se me critique demasiado si me concentro en el perfil humano, es decir, si me atengo al punto de vista humano y entonces relaciono lo revolucionario con la mayor o menor facilidad de la mente humana para comprenderlo, admitirlo o rechazarlo. Así, supongamos un hombre de tipo medio, que es un hombre no muy cultivado, eso que se llama el hombre de la calle. Ese hombre de la calle ha visto cómo una bomba de tipo convencional ha destruido completamente una manzana de casas. El que haya otra bomba que destruya, que arrase una ciudad, le horrorizará, pero no lo rechaza su mente. El no sabe nada de la bomba atómica, pero dice: todo es cuestión de potencia. Precisamente la mente humana está perfectamente preparada para el proceso de la multiplicación.

Pero trasladémosnos ahora al año 1895. Entonces, naturalmente, se conocía ya la telegrafía, se conocía la telefonía y existían cables submarinos. Hombres y pueblos podían comunicarse a distancia. Ese hombre de la calle quizá no comprendía el mecanismo de la transmisión, pero su

mente no rechazaba esa posibilidad de comunicación, porque existía una realidad física que los conectaba, que se podía ver, que se podía tocar, eran hilos, eran cables, los tenía a su mano y además eran cada vez más largos en cuanto más se retiraban los interlocutores. Pues bien, en ese año 1895, en el jardín de la casa de Marconi se establece la primera comunicación sin hilos, que inmediatamente se extiende a una distancia considerable.

Amigos, el panorama, el escenario, ha cambiado por completo. Ya no existe ninguna realidad física tangible que una a los interlocutores, que una a los pueblos; además, ese proceso multiplicador del que yo había hablado ya no puede utilizarse: el producto es muy grande, es nada menos que la telegrafía sin hilos, pero uno de los factores, el hilo o el cable, la realidad física, ha desaparecido. Entonces este hecho es casi repudiado por la mente de ese observador, de ese hombre de la calle, y dice que es un hecho revolucionario. Y, sin embargo, este hecho, esta hazaña de Marconi, es uno de los acontecimientos que desde el punto de vista científico es menos revolucionario, es el que tiene, o quizá de los que tienen, más características de una afortunada conclusión, de un largo proceso científico y técnico. El gol de Marconi fue un gol extraordinario, pero quizá no se haya visto nunca un gol, ni tan bien preparado, ni tan bien servido, hasta el punto que Marconi casi no tuvo más que empujar suavemente el balón para que entrara en la portería y él franqueara la puerta grande de la Historia.

En los periódicos y revistas que hacían la recapitulación de los hechos más importantes del siglo XIX se utilizaba una frase casi estereotipada: «Un siglo que ha dado un Marconi bien merece cien años de una Historia». Nada más lejos de mi ánimo que cometer la estupidez, la injusticia, de restarle méritos a Marconi, que recibió el premio Nobel en el año 1909, por cierto que con Brown, el inventor del tubo de rayos catódicos, que tanta influencia ha tenido en el desarrollo de la televisión y del radar. El gol estaba casi hecho, pero para rematar un gol de aquella categoría hacía falta un hombre de la categoría de Marconi.

En este proceso científico y técnico yo considero, y creo considerarán todos ustedes, como la figura genial y señera a Maxwell con su extraordinaria obra sobre electricidad y magnetismo, sus célebres ecuaciones, el establecimiento de la similitud entre las ondas electromagnéticas y las ondas luminosas, que sólo las diferencia por su longitud de onda; por el establecimiento de la hipótesis del éter como el soporte de la transmisión de estas ondas. Todo ello todavía constituye quizá la base fundamental de nuestros conocimientos sobre la propagación de las ondas hertzianas, Hertz, quien dio el nombre a estas ondas, las produjo y midió su longitud, las detectó en un espejo y comprobó experimentalmente todas las grandes concepciones matemáticas de Maxwell.

Lodge introdujo el concepto de la resonancia y de la sintonía. Branly descubrió su cohesor para detectar las ondas electromagnéticas y Marconi, después de mejorar este detector, después de concentrarse en las características del circuito abierto radiador o la antena, cogió todos los elementos servidos por los demás, los utilizó inteligentemente con gran ingenio, tuvo gran fe, trabajó con una constancia extraordinaria y tuvo un espíritu comercial verdaderamente extraordinario que le hizo poder rápidamente comercializar la radio. Así, pues, Maxwell como figura genial, Marconi como preclaro ingeniero, junto con Hertz, con Popoff, con Branly y con otros, son los que pueden definir este proceso científico y técnico que desembocó en ese hecho que se llamó revolucionario de la telegrafía sin hilos.

No voy a cansarles con otros ejemplos, que podrían derivarse de los dos grandes impactos, de los impactos más extraordinarios que ha recibido la telecomunicación. Naturalmente, me refiero, primero, a la técnica del movimiento y control de electrones libres en los espacios enrarecidos (componente fundamental del tubo electrónico); segundo, al desarrollo de los dispositivos y elementos que funcionan a base del movimiento de los electrones, dentro ya de las estructuras de los átomos, y que tiene por protagonista el transistor.

Así, el ingeniero de telecomunicación, que empezó siendo electromecánico, que de una manera inmediata pasó a ser fundamentalmente electrónico, ahora, sin dejar de ser ni lo uno ni lo otro, tiene que utilizar como base fundamental de su técnica la física de los sólidos del grupo de los semiconductores, acudiendo a la mecánica ondulatoria como fuente de conocimiento y explicación de la teoría de los transistores.

La síntesis de estos dos impactos es la electrónica, que se ha convertido en elemento auxiliar de otras muchas técnicas, pero que, desde el principio, fue consustancial con la telecomunicación, fue la telecomunicación misma. Por eso, señores, podrá haber capillas, pero catedral, la catedral de la electrónica, ésta estará siempre en nuestra Escuela, y lo que se haga de electrónica en España, lo que se quiera hacer de electrónica en España, o, mejor dicho, lo que se quiera continuar haciendo, será siempre contando con nuestra Escuela y con los hombres que han salido y se han formado en esta Escuela.

Pero no nos salgamos del tema. Si yo quisiera subrayar alguna característica especial de la técnica de la telecomunicación, aún cuando esto pueda parecer paradójico, siendo una técnica tan progresiva, yo subrayaría su carácter conservador. No porque como en todas las otras técnicas o en la mayoría de las técnicas no se usa nada, no se adopta nada si antes no ha sido comprobado y ensayado hasta la saciedad, no sólo en los laboratorios, sino en condiciones de servicio, no, no es por eso, es que la técnica de la telecomunicación es de un conservadurismo que aburre.

Todos los días, extraordinarios, maravillosos progresos, nuevos y más eficaces sistemas, pero los sigue utilizando todos, no desecha nada, todo lo conserva. A mí me recuerda esas familias pudientes que saben gastar el dinero pero al mismo tiempo son extraordinariamente ordenadas, que en todas las temporadas se compran trajes y vestidos para la familia, pero, para desesperación de la servidumbre, no desechan ninguno; todos los restauran, todos los recomponen, de tal manera, que no se sabe ni cuáles eran los viejos, ni cuáles eran los nuevos. Nosotros, en nuestra técnica, sabemos que la telegrafía servía para transmitir la palabra por medio de signos y de letras; pues bien, la telefonía transmite la palabra misma. ¿Para qué entonces —dirían algunos— la telegrafía? La radiocomunicación ofrece un medio fácil y económico para establecer grandes enlaces, transoceánicos enlaces, ¿para qué los cables submarinos?, ¡fuera los cables submarinos! La televisión no sólo transmite las imágenes, transmite la palabra, ¿para qué la radiodifusión? Así podríamos continuar y, sin embargo, todas estas técnicas se conservan, todas estas técnicas se desarrollan todas estas técnicas prosperan. ¿Cuál será la razón fundamental?: que cada técnica ayuda a la que podría considerarse como competidora, que todas las técnicas están colaborando estrechamente y traspasando de una manera recíproca de una a otra los frutos que van obteniendo en su desarrollo. Así la técnica de la radiocomunicación, naturalmente electrónica, fue aprovechada de una manera extraordinaria en la telefonía y después en la telegrafía. Así nacen los que se llamaron primeros sistemas de alta frecuencia, sistemas de ondas portadoras; los modernísimos sistemas de división de frecuencias en que a través de una serie de traslaciones pueden obtenerse comunicaciones a través de cientos de canales, o hasta de miles de canales, por un circuito físico, a condición, naturalmente, de que ese circuito físico sea un cable coaxial.

Y toda esa técnica, que puede decirse que la telefonía robó o sacó de la radiocomunicación y que le sirvió para ese espectacular, para ese extraordinario desarrollo de las comunicaciones interurbanas que ya llegan a ser unas y que se pueden explotar perfectamente en común para todo género de transmisiones, sean de telefonía o sean de telegrafía, porque en cada sistema el número de canales para un sistema determinado sólo depende de la banda de frecuencia que debe utilizarse. Así donde hay un canal de 4.000 períodos para telefonía, habrá 24 canales para telegrafía. Pues bien, repito, esa técnica que fue sacada de la radiocomunicación y que consiguió ese espectacular avance de todas las comunicaciones interurbanas con los sistemas múltiples, fue después la que se perfeccionó traspasada a radiocomunicación y así la radiocomunicación los utiliza en sus haces hertzianos o los llamados radioenlaces. Estos utilizan no sólo sistemas de división de frecuencias, sino también sistemas de modulación de impulsos, en los que puede decir-

se que en una conjunción de estas tres técnicas, que la telefonía es telegrafada.

El elemento fundamental, el clásico de la telefonía, es la conmutación. Pues bien, esa conmutación, ese elemento fundamental de la telefonía, pasa a la telegrafía, y ya la telegrafía tiene sus centrales, sus sistemas telex, de gran porvenir y extraordinario desarrollo en todos los países. Ya en telegrafía no se trata de la comunicación sólo entre dos pueblos, no; ya pueden comunicar unos usuarios con otros. ¿Y qué pasa con los viejos cables submarinos que teníamos abandonados? Pues bien, es cierto, durante cierto tiempo, durante una serie de años, los cables submarinos sólo han sido utilizados en telegrafía, porque para largas distancias, naturalmente, no podía utilizarse en telefonía, pero la técnica de los cables coaxiales empleados en vías terrestres ha sido incorporada a la técnica de los cables submarinos. Los tubos electrónicos, de gran duración, primero, y los transistores, después, han hecho posible, han resuelto todos los problemas de los repetidores sumergidos, con lo cual los cables submarinos hoy representan un medio, de los más eficaces, de los más modernos, para la comunicación múltiple en telefonía.

Algunas veces unas técnicas de telecomunicación ceden su paso a otras para su desarrollo y esperan en reposo que lleguen las otras al nivel que les corresponde para volver ellas a cogerlas y utilizarlas. Así ocurrió con la televisión al principio de la última guerra. La televisión estaba casi a punto, pero se abandonó porque había que desarrollar el radar, y fue entonces, después de aprovecharse toda la técnica de televisión para el desarrollo del radar, que cuando éste quedó conseguido se volvió hacia la televisión y se aprovechó, a su vez, de todos los adelantos que había conseguido la técnica del radar.

Señores, como ustedes pueden ver, la telecomunicación ofrece el ejemplo de unos frutos extraordinarios, de unos avances extraordinarios, presididos por un espíritu conservador.

Algunos de ustedes, muchos de ustedes, estarán diciendo: «¡qué manera de retorcer los hechos», «qué prestidigitación!». «El que se conserven unas técnicas en evolución y en progreso, no justifica de ninguna manera que se califique a la telecomunicación de conservadora». Pues bien, estoy de acuerdo, para establecer un diagnóstico no basta, de ninguna manera, con un síntoma; es mejor utilizar el mayor número de síntomas diferenciales posibles, y vamos a ver otros:

Estarán ustedes de acuerdo conmigo en que el conservador, cuando es exageradamente conservador, tiene muy poco romanticismo, es sumamente interesado y es ahorrativo en grado extremo (al fin y al cabo, conservador viene de conservar). Pues bien, ¿puede ofrecerse un ejemplo de menos romanticismo y de un espíritu más interesado que el hecho triste, penoso, lamentable, de que nada menos que el primer sistema

de telefonía automática fuera concebido por Strowger, empresario de pompas fúnebres, que concibió este sistema para evitar que las telefonistas mal intencionadas pudieran pasar las llamadas de sus clientes a los otros alegres y festivos competidores del gremio? No se puede dar un caso de ser más interesado y de tener menos espíritu romántico. ¿Y el espíritu ahorrativo?, ¿pues no llega el espíritu ahorrativo hasta la cicatería en los sistemas de interpolación o de muestreo telefónico, ya muy utilizados, sobre todo, en los cables submarinos, en los que fundándose en que el que telefona sólo habla durante el 40 por 100, por un conmutador electrónico, se aprovecha el 60 por 100 para otras conversaciones? Señores, nos guste o no nos guste, tenemos que reconocer que la telecomunicación es una técnica netamente conservadora.

Y señores, esta charla, este popurrí, está acabando y entonces, si yo estuviera en el público, yo le diría al conferenciante: «Y bien, usted me ha hablado, o nos ha hablado, del contraste entre el mundo de la ciencia, de la técnica y de la política. Usted ha esbozado (por cierto, muy tímidamente) cuáles son las causas de este desfase, pero, ¿qué propone para remediarlo? ¿Usted qué sugiere?». Entonces el conferenciante, si fuera tan discreto como yo, volvería a decir: «Señores, ni éste es el lugar, ni ésta es la oportuni-

dad, ni yo soy un político, ni yo soy un sociólogo».

Yo soy un hombre modesto, y como hombre modesto sí puedo desear algo y pedir algo, y así yo desearía que los hombres de ciencia no se encastillaran en su mundo, que se asomaran al otro, que auscultaran continuamente el talante del mundo político, pensando que el fruto de sus trabajos, el fruto de sus investigaciones, en definitiva, será administrado, será controlado por ellos; que sean más humanos, que rindan más tributo a la vida como la vida misma y que no caigan en la trampa de que habla Spengler de que el hombre, queriendo dominar la naturaleza, liberarse arrancando cada vez más secretos a la naturaleza, en definitiva lo que hace es ir tejiendo una tela de araña cada vez más espesa, en la que queda prisionero y esclavizado. Y al otro, al mundo político, sobre todo a su vanguardia, o sea, a la juventud, yo le pediría que cuando trabajara, que cuando luchara por una idea noblemente sentida, lo haga, si es posible, siguiendo los métodos, sistemas y ritmos del mundo de la ciencia, del mundo de la técnica. ¡Que no fuerce el ritmo!, ¡que no sea demasiado espectacular!, pues, como dijo alguien: «A veces es más útil y hasta más difícil que morir gloriosamente por una idea, vivir..., vivir humildemente por ella».

Nada más. Muchas gracias.

## RESUMEN DE LOS ACTOS CELEBRADOS

El Real Decreto de 22 de abril de 1920 creó el título de Ingeniero de Telecomunicación; se cumplía, pues, en 1970 el quincuagésimo aniversario del título, y ante fecha tan señalada el Colegio y la Asociación de Ingenieros de la especialidad, así como la Escuela Técnica Superior, donde se cursan los estudios que culminan con la obtención de tal título, sintieron la necesidad de conmemorar brillantemente la efemérides. Con tal motivo se organizaron una serie de actos entre los cuales había uno de muy entrañable y especial significación, pues se trataba de rendir homenaje a los compañeros más antiguos, a los que con su esfuerzo e ilusionada labor hicieron posible el reconocimiento oficial de la existencia en nuestro país de una ingeniería de telecomunicación que ellos pusieron en pie y desarrollaron entregándole lo mejor de sí mismos. El almuerzo que se celebró con motivo de ese homenaje fue precedido por una sesión académica que horas antes tuvo lugar en el salón de actos de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación; durante la misma pronunció una

conferencia el excelentísimo señor don Manuel Márquez Mira, que anteriormente se reproduce. Otros actos que se celebraron durante las jornadas conmemorativas de la creación del título que queremos destacar aquí fueron el concierto que dio en el Teatro Real la orquesta de Radio y Televisión Española, y al que asistieron los Príncipes de España, y la cena de confraternidad de los ingenieros de Telecomunicación, acto este el último de los organizados y que se vio extraordinariamente concurrido.

En San Jerónimo el Real, con una misa de acción de gracias, se iniciaron los actos que comentamos, y en los que se incluyó una visita a la Estación de Comunicaciones Espaciales que la Compañía Telefónica tiene en Buitrago.

Hubo amplia difusión informativa de todos los actos, tanto por la prensa como por radio y televisión; la colaboración recibida de la Dirección General de Telecomunicación y de la de Radio y Televisión fue entusiasta y eficazísima, y no podemos terminar este breve comentario sin agradecerla públicamente desde estas páginas.

# ANTENA CASSEGRAIN

Por MANUEL L. GORDILLO FLORENCIO

Ingeniero de Telecomunicación.

RAMON GUIXA ARDERIU

Ingeniero de Telecomunicación.

## INTRODUCCION

El diseño de antenas para las bandas de U. H. F. y microondas, se basa comúnmente en principios de óptica geométrica (1). En estas realizaciones se supone que la longitud de onda de la radiación electromagnética es muy pequeña y puede considerarse cero y en consecuencia esta radiación presenta localmente las características de una onda plana, y al incidir sobre superficies de pequeña curvatura se refleja y refracta según las leyes de Snell.

El ejemplo más corriente basado en los criterios anteriores es el reflector parabólico alimentado en su foco por una pequeña antena de bocina. De acuerdo con la primera de las hipótesis planteadas, las dimensiones del paraboloides han de ser lo suficientemente grandes para que la longitud de onda pueda considerarse despreciable.

Una versión mejorada de las antenas de reflector parabólico es la antena basada en el telescopio inventado por Cassegrain en el siglo XVII. Este telescopio consta de dos espejos (sistema ob-

jetivo) y un instrumento óptico (sistema ocular) de observación, cuyo montaje se indica en la figura 1.

El espejo primario, grande y cóncavo, está situado en la parte posterior y recoge los rayos luminosos incidentes reflejándolos hacia el espejo secundario, pequeño y convexo, situado en la parte delantera.

Este espejo refleja hacia atrás los rayos luminosos procedentes del espejo primario, que son recogidos por el instrumento óptico a través de una abertura practicada en el vértice del espejo primario. Si los rayos incidentes son paralelos al eje del telescopio, el haz resultante se concentra en un punto en el que está colocado el instrumento de observación. La ventaja principal de este telescopio es conseguir una gran distancia focal de objetivo, con longitud mucho menor que la necesaria en un telescopio astronómico clásico.

La idea básica de la antena Cassegrain es sustituir la bocina de alimentación de un reflector parabólico por un segundo reflector, o subreflector, excitado con otra bocina, siendo la

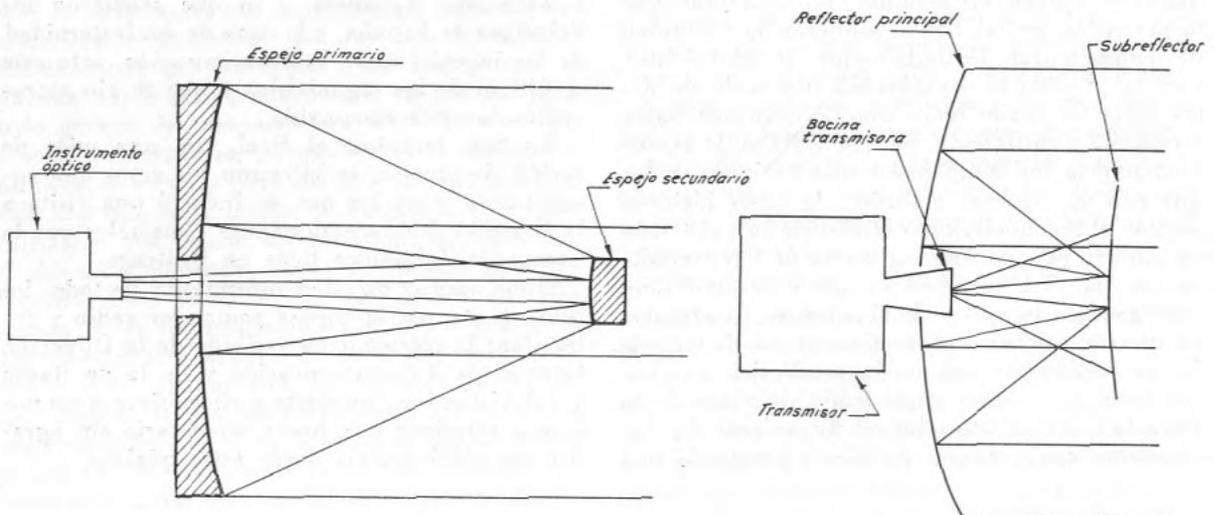


FIGURA 1.

FIGURA 2.

geometría del sistema completamente análoga al telescopio Cassegrain (2). La forma del subreflector debe ser tal, que la radiación que refleje tenga perfectamente definido su centro u origen de fases, estando este punto situado en el foco del reflector principal. Siguiendo con ideas de óptica geométrica, la forma del subreflector será la de una de las hojas de un hiperboloide de revolución. Por otra parte se supone que la bocina de alimentación ve al subreflector en la zona de campo lejano, lo que equivale a considerar que los rayos incidentes en el subreflector provienen de una fuente puntual. El subreflector debe ser lo suficientemente grande para que recoja de forma óptima la radiación de la bocina. La onda electromagnética se reflejará en ambas superficies según los principios ópticos, obteniéndose tras la última reflexión un haz de rayos paralelos y con un frente de onda plano. La estructura y principio de funcionamiento de esta antena se indica en la figura 2.

### GEOMETRIA DEL SISTEMA

La geometría del sistema Cassegrain es sencilla. Sin embargo, a efecto de diseño, conviene

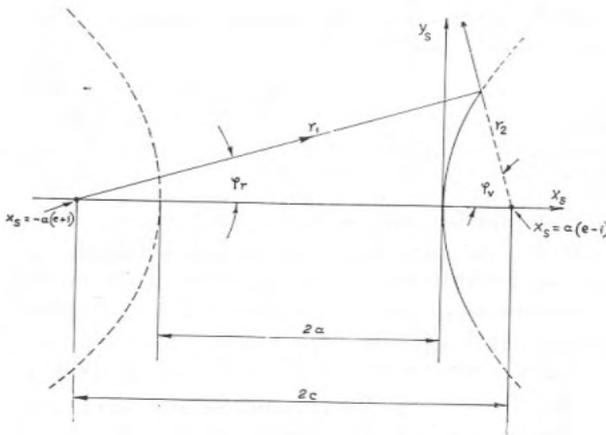


FIGURA 3.

tener presente las ecuaciones y las principales propiedades de las superficies que lo constituyen.

En la figura 3 está representada la sección principal de un hiperboloide de revolución de dos hojas. La ecuación de la hipérbola de la figura referida a los ejes  $x_s$  e  $y_s$  que se indican, es:

$$y_s^2 = (e^2 - 1) \cdot (x_s^2 + 2ax) \quad (1)$$

donde la excentricidad  $e$  es

$$e = \frac{c}{a} = \frac{\text{sen } 1/2 (\varphi_v + \varphi_r)}{\text{sen } 1/2 (\varphi_v - \varphi_r)} \quad (2)$$

y, por otra parte:

$$r_1 - r_2 = 2a \quad (3)$$

$$2c = F_c \quad (4)$$

siendo  $F_c$  la distancia focal de la hipérbola.

si

$$b = a \sqrt{e^2 - 1} \quad (5)$$

el contorno del subreflector puede expresarse por

$$x_s = a \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{y_s}{b}\right)^2} - 1 \right] \quad (6)$$

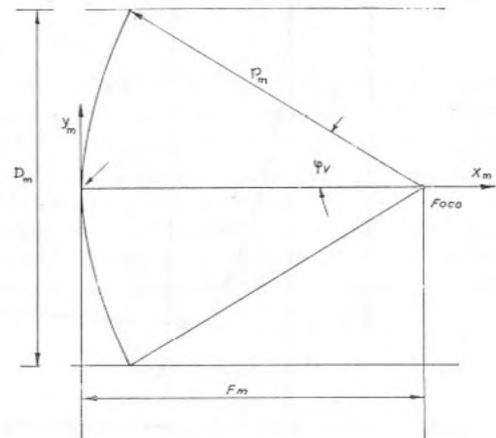


FIGURA 4.

En la figura 4 se representan los parámetros del reflector parabólico, que responde a la ecuación

$$y_m^2 = 4 F_m x_m \quad (7)$$

siendo  $F_m$  la distancia focal del paraboloides. A efecto de cálculos posteriores es conveniente expresar (7) de la siguiente forma:

$$\rho_m = \frac{2 F_m}{1 + \cos \varphi_v} \quad (8)$$

donde  $\rho_m$  es la distancia del foco a la parábola. Teniendo en cuenta que

$$\frac{D_m}{2} = \rho_m \text{ sen } \varphi_v$$

resulta

$$\frac{D_m}{4 F_m} = \frac{\text{sen } \varphi_v}{1 + \cos \varphi_v} = \text{tg} \left( \frac{1}{2} \varphi_v \right) \quad (9)$$

En la figura 5 se representa el sistema Cassegrain empleándose siete parámetros fundamentales. Como sólo son necesarios dos parámetros por cada reflector para que el conjunto quede perfectamente definido, tres de los parámetros dependerán de los otros cuatro. Esta dependencia está indicada por la relación (9) y por otras dos que se obtienen a continuación:

$$\text{tg } \varphi_v = \frac{D_s}{2L_h} \quad ; \quad \text{tg } \varphi_r = \frac{D_s}{2(F_c - L_h)}$$

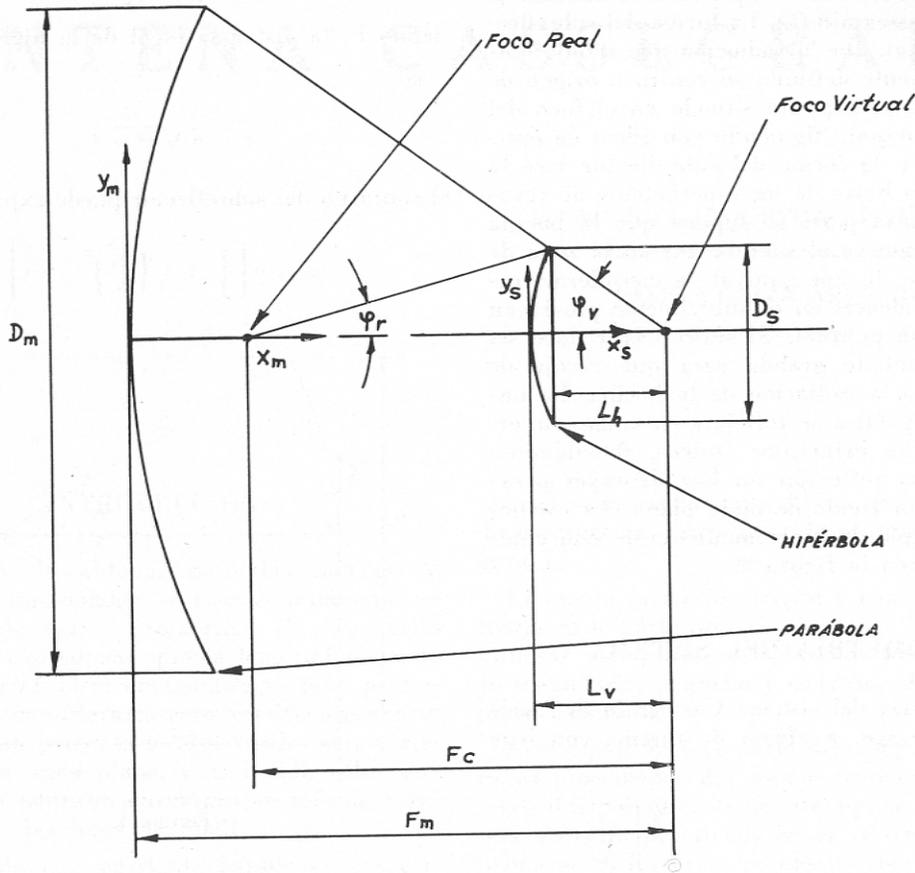


FIGURA 5.

y, por lo tanto:

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \varphi_v} + \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi_r} = 2 \frac{F_c}{D_s} \quad (10)$$

De acuerdo con (2) y (4), obtenemos

$$e = \frac{F_c}{2a} = \frac{F_c}{2(F_c/2 - L_v)}$$

y, por último,

$$2 \frac{L_v}{F_c} = 1 - \frac{\operatorname{sen} \frac{1}{2} (\varphi_v - \varphi_r)}{\operatorname{sen} \frac{1}{2} (\varphi_v + \varphi_r)} \quad (11)$$

Los parámetros  $D_m$ ,  $F_m$  y  $\varphi_r$  viene determinados normalmente por consideraciones de ganancias, rendimiento de apertura, anchura del haz principal y construcción de la antena.

Para ganancias altas se necesitan valores grandes de  $D_m$  (diámetro del paraboloide). El tamaño del paraboloide será un compromiso entre ganancias, anchura del haz, nivel de lóbulos laterales y consideraciones de tipo económico y mecánico. Son también consideraciones mecánicas las que limitan la distancia focal  $F_m$ , que típica-

mente puede valer en las aplicaciones que utilizan bocinas para la excitación hasta  $0,5 D_m$ .  $F_c$  viene determinado por la posición de la antena excitadora, que estará situada en el foco izquierdo de la hipérbola (fig. 5).  $\varphi_r$  dependerá del diagrama de radiación de la antena excitadora.

$D_s$ ,  $L_v$  y  $\varphi_v$  son los parámetros que deben calcularse a partir de las relaciones (9), (10) y (11).

## PRINCIPIOS DE EQUIVALENCIA

La teoría y el diseño de las antenas parabólicas excitadas en el foco es bien conocida<sup>(3)</sup> y<sup>(4)</sup>. Por esta razón es conveniente encontrar la forma de reducir la antena Cassegrain a un paraboloide simple. Esto se consigue por dos métodos diferentes: el del excitador virtual y el llamado de la parábola equivalente.

*Excitador virtual.*—Es un concepto útil para entender y predecir de forma cualitativa el comportamiento de la antena Cassegrain.

Como se indica en la figura 6, la combinación del excitador real y el subreflector se sustituye por un excitador virtual situado en el foco del paraboloide, que coincide con el foco derecho del subreflector.

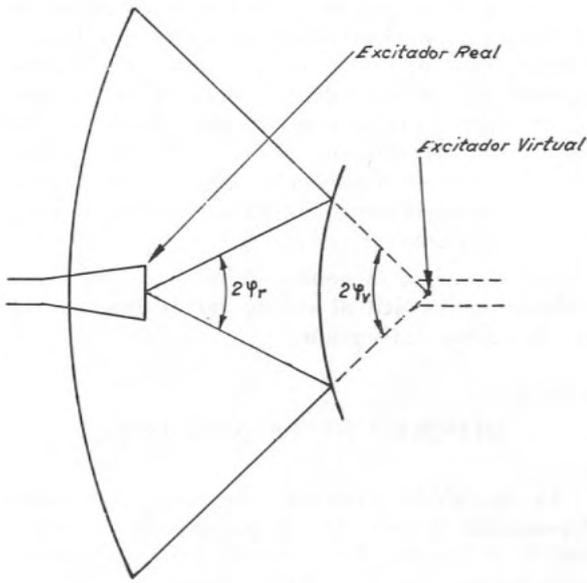


FIGURA 6.

Se consigue así considerar una antena parabólica normal equivalente.

Si las dimensiones de los excitadores real y virtual son mucho mayores que la longitud de onda, es válido suponer que el excitador virtual

es la imagen óptica del real. Esta hipótesis, raras veces se verifica en la banda de microondas, por lo que los resultados de la aplicación de este método pueden dar únicamente una idea cualitativa del comportamiento del sistema. En la antena indicada en la figura 6, la apertura efectiva del excitador virtual es menor que la del real y, por lo tanto, tiene una anchura de haz mayor. Este incremento en la anchura del haz es el resultado de la forma convexa del subreflector. El cociente entre las anchuras de los haces real y virtual es

$$\frac{\varphi_r}{\varphi_v}$$

Este concepto de excitador virtual permite observar las dos principales ventajas de la antena Cassegrain frente a una antena parabólica normal de diámetro máximo idéntico. Por una parte la longitud axial se reduce y además es posible utilizar bocinas excitadoras de mayor superficie de apertura, que presentan mejores características de impedancia y anchura de banda.

### PARABOLA EQUIVALENTE

El estudio de la antena Cassegrain por el método de la parábola equivalente no presenta las

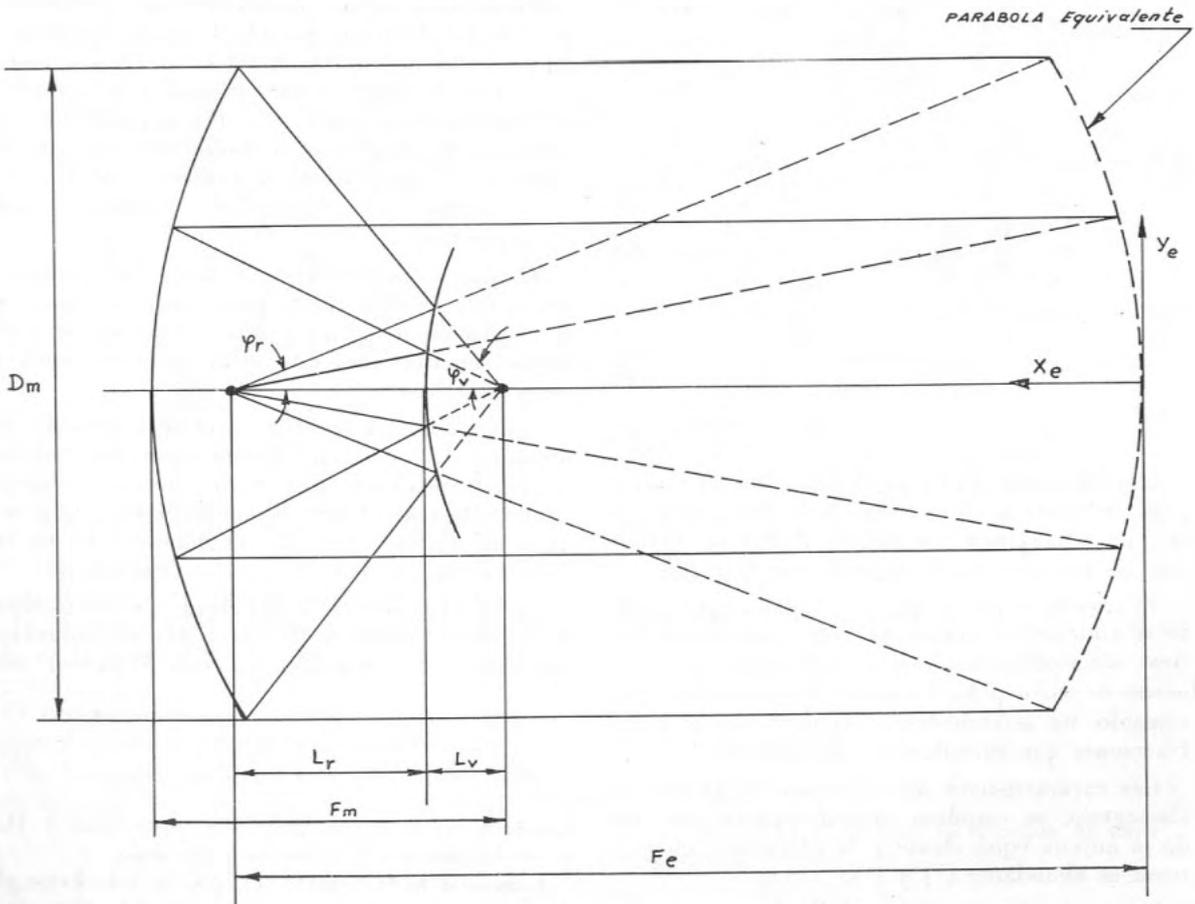


FIGURA 7.

dificultades antes apuntadas al considerar el excitador virtual.

Como se indica en la figura 7, la combinación del reflector principal y del subreflector se substituye por una superficie equivalente cuyo foco coincide con el centro de fase del excitador real. Esta superficie se representa dibujada a trazos en la figura. La superficie equivalente se define como el lugar geométrico de los puntos de intersección de los rayos paralelos al eje de la antena con la prolongación de los rayos correspondientes que convergen en el foco real.

Evidentemente, esta superficie es un paraboloide de revolución cuya distancia focal es  $F_e$ . El efecto de este paraboloide, excitado desde el foco real con una bocina idéntica a la del sistema real, es el mismo que el producido por la antena Cassegrain inicial. (Desde luego los sentidos de radiación de ambos sistemas son opuestos, pero esto no resta ninguna validez a este concepto.)

Las siguientes relaciones ligan la parábola equivalente con los parámetros de la antena definidos anteriormente, y pueden deducirse considerando que el diámetro de la parábola equivalente es el mismo que el diámetro  $D_m$ , con la ayuda de la figura 7:

$$\frac{F_e}{F_m} = \frac{tg \frac{1}{2} \varphi_v}{tg \frac{1}{2} \varphi_r} = \frac{L_r}{L_v}$$

como

$$F_e - L_v = L_r \quad ; \quad a = \frac{F_e}{2} - L_v \quad ; \quad e = \frac{F_e}{2a}$$

$$\frac{L_r}{L_v} = \frac{e + 1}{e - 1} = \frac{F_e}{F_m} \quad (12)$$

Además, según (7) y (9)

$$\frac{D_m}{4 F_e} = tg \frac{1}{2} \varphi_r \quad (13)$$

$$y_e^2 = 4 F_e x_e \quad (14)$$

Las ecuaciones (13) y (14) describen la parábola equivalente y (12) indica de forma evidente que la longitud focal equivalente es mayor que la distancia focal del reflector principal.

Es preciso observar que la parábola equivalente se obtiene por consideraciones puramente ópticas, sin realizar un análisis del sistema desde el punto de vista puramente electromagnético; por ejemplo, no se consideran las distorsiones y difracciones que introduce el subreflector.

Las características de radiación de la antena Cassegrain, se estudian identificándolas con las de la antena equivalente y la literatura sobre el tema es abundante (3) y (4).

La apertura equivalente de la bocina excitadora debe ser la apropiada para iluminar conve-

nientemente la parábola equivalente y como la distancia focal equivalente es mayor que la distancia focal del reflector principal, el tamaño óptimo de apertura de la bocina es mayor que el necesario para una antena de reflector único que estuviera formada por el reflector principal del sistema Cassegrain. Este resultado está en concordancia con el obtenido al aplicar el concepto del excitador virtual.

Sin embargo, el concepto de parábola equivalente no es útil al considerar la impedancia de la antena Cassegrain.

## BLOQUEO DE LA APERTURA

La limitación principal que sufre el sistema Cassegrain al aplicarlo en antenas de microondas es el bloqueo de la antena principal por el subreflector (2), (5). Este problema no tiene mucha importancia con telescopios ópticos, ya que por las pequeñísimas longitudes de onda de la luz, el tamaño del subreflector se puede hacer mucho menor que el tamaño del reflector principal. Esta no es la situación de las antenas de microondas y la resonancia de un disco opaco en la apertura principal de la antena produce una disminución de la ganancia y un aumento del nivel de lóbulos laterales.

Para analizar el efecto del bloqueo, la iluminación del reflector principal puede descomponerse, como indica la figura 8 a), en dos componentes, la iluminación original y una iluminación negativa central a la que se puede llamar «hueco». El diagrama de radiación real será la suma de los diagramas de radiación de las dos componentes de la iluminación resultante sobre el paraboloide.

El método anterior suministra un procedimiento de cálculo válido para cualquier caso. A continuación se aplica a una situación especialmente sencilla, pero que se aproxima a muchos casos prácticos.

Supóngase una apertura principal circular de diámetro  $D_m$ , con una iluminación que decrece cuadráticamente del vértice hacia el borde donde vale cero. Existe un subreflector que produce un «hueco» circular de diámetro  $D_b$  en la iluminación, de acuerdo con la figura 8 a).

La iluminación de la apertura, sin considerar el «hueco», responderá, para que se cumplan las hipótesis formuladas, a una ecuación del tipo:

$$f(\rho) = -C \left( \frac{2}{D_m} \right)^2 \rho^2 + C \quad (15)$$

donde C es una constante sin especificar y  $D_m$  es el diámetro del reflector principal.

Conocida la función  $f(\rho)$ , puede calcularse el diagrama de radiación por la fórmula bien conocida [3]

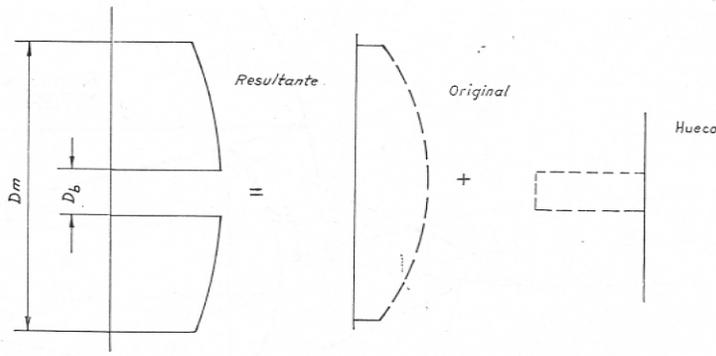


FIGURA 8 a).

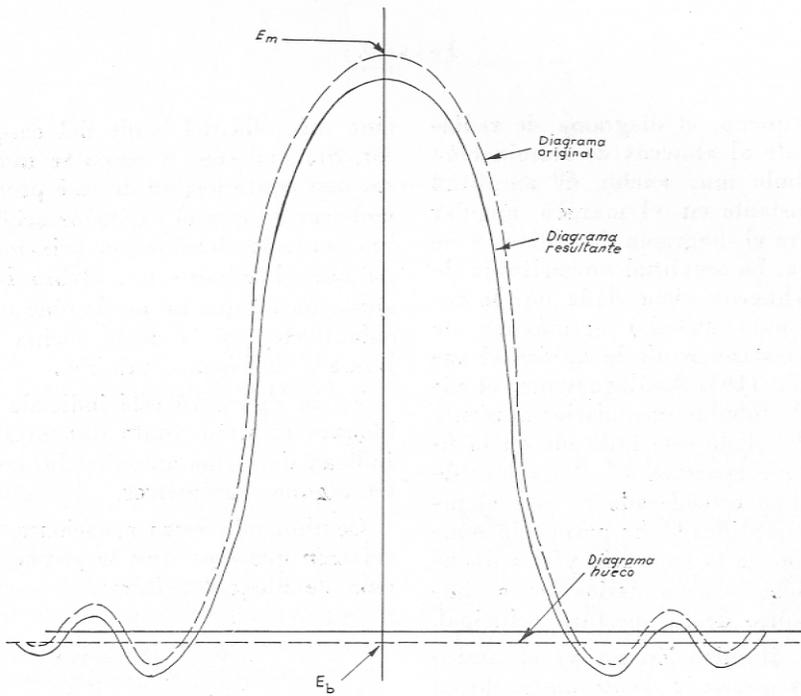


FIGURA 8 b).

$$F(\theta) = \int_0^{\frac{D_m}{2}} f(\rho) \cdot J_0\left(\frac{2\pi\rho}{\lambda} \text{sen } \theta\right) \rho \, d\rho \quad (16)$$

donde  $\theta$  es el ángulo formado por el eje axial de la antena y la dirección considerada.

$J_0$  es la función de Bessel de primera especie y orden cero.

El campo lejano que corresponde a la distribución  $f(\rho)$  sobre la apertura es proporcional a  $F(\theta)$ . Su valor máximo será en la dirección,  $\theta = 0$ .

$$F(0) = \int_0^{\frac{D_m}{2}} \left[ -C \left(\frac{2}{D_m}\right)^2 \rho^2 + C \right] \rho \, d\rho = \frac{C}{16} D_m^2 \quad (17)$$

El efecto del «hueco» de iluminación es equivalente a considerar una apertura circular de radio  $D_s/2$ , y si  $D_m > D_s$ , de iluminación constante de valor  $C$ .

El campo en la dirección axial:

$$F'(0) = \int_0^{\frac{D_b}{2}} C \rho \, d\rho = \frac{D_b^2}{8} \quad (18)$$

De (17) y (18) se obtiene la relación de campos máximos.

$$\frac{E_b}{E_m} = 2 \left(\frac{D_b}{D_m}\right)^2 \quad (19)$$

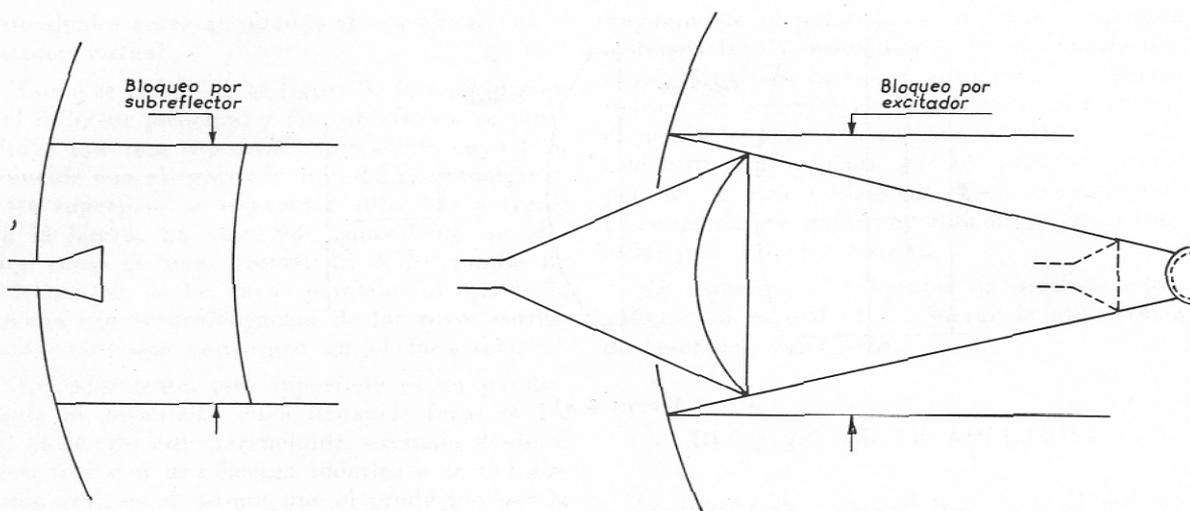


FIGURA 9.

Como  $D_b$  es pequeño, el diagrama de radiación correspondiente al «hueco» de iluminación presentará un lóbulo muy ancho, de amplitud prácticamente constante en el margen angular en que se considera el diagrama de radiación de la antena completa. La amplitud normalizada de la radiación del «hueco» viene dada por la relación (19). Así para calcular el máximo de campo resultante restaremos de la unidad el valor de esta relación (19). Análogamente, el nivel normalizado de lóbulos secundarios aumenta en el valor de (19). Esto está indicado en la figura 8 b), en la que aparecen los diagramas de radiación que se han considerado en este ejemplo, que, aunque simplificado, ha permitido comprobar la reducción de la ganancia y el aumento del nivel de lóbulos secundarios como consecuencia del bloqueo de la apertura principal.

El «hueco» de iluminación no es el único efecto que crea la presencia de un obstáculo en la apertura principal. La fracción de potencia del haz reflejado por el reflector principal, que incide sobre el subreflector, pasa generalmente a aumentar los lóbulos secundarios. El estudio cuantitativo de este proceso es demasiado complicado para ser realizado aquí.

#### CONDICION DE BLOQUEO MINIMO

Para determinar el grado de bloqueo de una antena Cassegrain que tenga un subreflector normal, es necesario considerar los factores que determinan el tamaño del subreflector.

Básicamente, el tamaño del subreflector viene determinado por la directividad de la bocina y por la distancia entre bocina y subreflector. Haciendo la bocina más directiva, o disminuyendo la distancia de ella al subreflector, el tamaño de éste puede reducirse sin que se produzcan pérdidas por «spillover» de la radiación de la bo-

cina más allá del borde del casquete subreflector. Sin embargo, y como se indica en la figura, una continuación de este proceso puede desembocar en que el excitador origine mayor sombra sobre la iluminación principal que la creada por el subreflector. Habrá lógicamente una situación en que no predomine ni la sombra del subreflector, ni la de la bocina, es la situación llamada de bloqueo mínimo.

En la figura 10 está indicada la situación de bloqueo mínimo, junto con unas ecuaciones que indican de forma aproximada, las relaciones entre algunos parámetros.

Combinando estas ecuaciones, se obtiene una relación que especifica la geometría de la situación de bloqueo mínimo.

$$\frac{F_c}{F_m} \approx \frac{1}{2} \frac{\pi D_r^2}{F_c \lambda} \approx \frac{D_f}{D'_s} \quad (20)$$

donde  $D'_s$  es el diámetro físico del subreflector,  $D_f$  es el diámetro de la apertura excitadora y  $K$  es la razón entre el diámetro de la apertura efectiva de la bocina y su diámetro físico, razón que suele ser ligeramente menor que uno. Se supone que los ángulos  $\varphi_s$  y  $\varphi_f$  son pequeños y que el subreflector está mucho más próximo al foco del reflector principal que al excitador (se desprecia  $L_r$ ).

Con estas limitaciones se obtiene un bloqueo mínimo sin que se produzca «spillover» del lóbulo principal de la bocina sobre el subreflector.

La ecuación (20) que da la condición de bloqueo mínimo no está limitada en su aplicación a un caso particular, sino que abarca desde el sistema en que la bocina está situada muy próxima al reflector principal, con un diámetro prácticamente igual al del subreflector, hasta el caso en que la bocina está próxima al subreflector y es por tanto mucho más pequeña que éste.

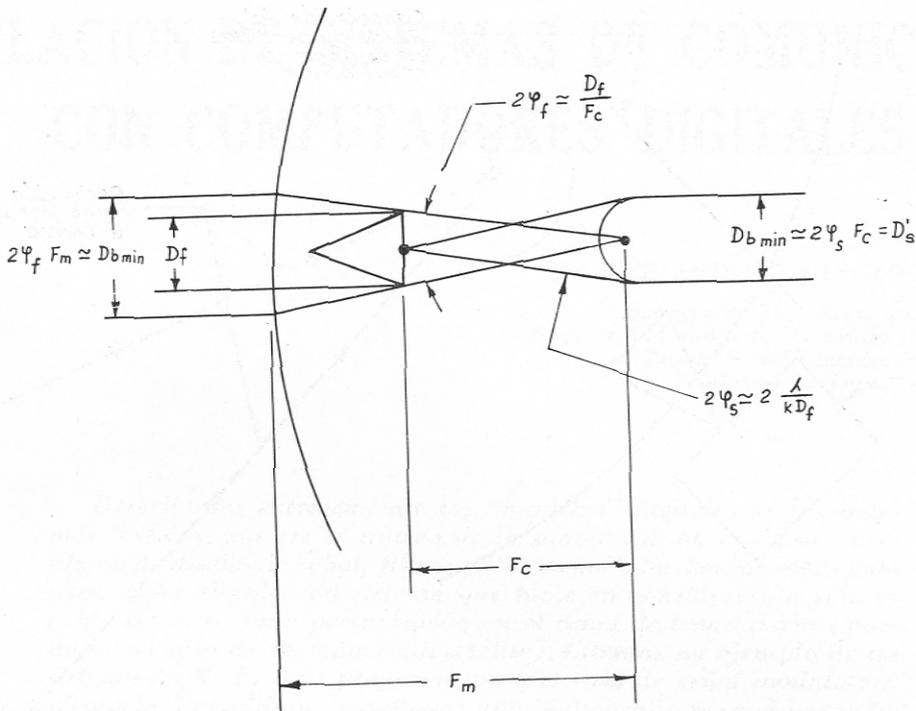


FIGURA 10.

El diámetro  $D'_s$  para obtener un bloqueo mínimo viene dado por la siguiente ecuación, deducida de (20)

$$D'_s \approx \sqrt{\frac{2}{k} F_m \cdot \lambda} \quad (21)$$

La ecuación (21) indica que para que el bloqueo sea pequeño  $\lambda$  debe ser pequeña. Una comprobación experimental de este resultado es que en un sistema óptico el bloqueo apenas afecta. También debe ser  $F_m$  lo menor posible, pero sin embargo esto es sólo un resultado aparente. En efecto, expresando (21) de una forma equivalente, en función de  $2\theta_{p/2}$ , ángulo de anchura del lóbulo principal entre puntos de potencia mitad y de  $2\varphi_v$ :

$$\left(\frac{D_{b \min}}{D_m}\right)^2 \approx \frac{2}{k} \frac{\lambda}{D_m} \frac{F_m}{D_m} \approx \frac{\pi}{2k} 2\theta_{p/2} \frac{F_m}{D_m} \approx \frac{\pi}{2k} \frac{2\theta_{p/2}}{2\varphi_v} \quad (22)$$

luego

$$\left(\frac{D_{b \min}}{D_m}\right)^2 = \frac{2k}{\pi} \frac{D_m}{F_m} = 2\theta_{p/2} \quad (23)$$

y si queremos un haz estrecho,  $F_m$  ha de ser grande, en contraste con (21). Esto indica la existencia de un valor de compromiso para  $F_m$  que sería el óptimo.

Como ejemplo, una disminución típica de la

ganancia de haz principal, debida al bloqueo de la apertura, bajo condiciones óptimas, es 1/4 db.

#### VENTAJAS DEL SISTEMA CASSEGRAIN

Una vez terminado este análisis de la óptica del sistema Cassegrain aplicado a antenas de microondas, es conveniente examinar las ventajas que reporta su utilización. Quizá la más interesante es que el excitador está en una posición muy conveniente. La colocación de este elemento en la dirección de radiación del sistema es muy de desear en numerosos casos, cuando se utilizan excitadores complejos, por ejemplo.

Uno de los casos en que más patente se hace esta ventaja es cuando se emplea el sistema Cassegrain como antena de un receptor de bajo ruido. El preamplificador del sistema debe estar situado lo más próximo posible a la antena, para evitar pérdidas y empeoramiento de la relación señal ruido. Por eso interesa que la bocina excitadora se monte en disposición Cassegrain, ya que de esta manera el preamplificador (con todo el a veces complicado equipo auxiliar) se sitúa detrás del reflector principal, y muy próximo a la bocina.

Hay otra ventaja en el caso de utilizar la antena Cassegrain en un sistema de bajo ruido. Con la antena reflectora normal, existe normalmente respuesta de la bocina para un margen angular mayor que el abarcado por el reflector, respuesta debida a los lóbulos laterales, como se ve en la figura 11.

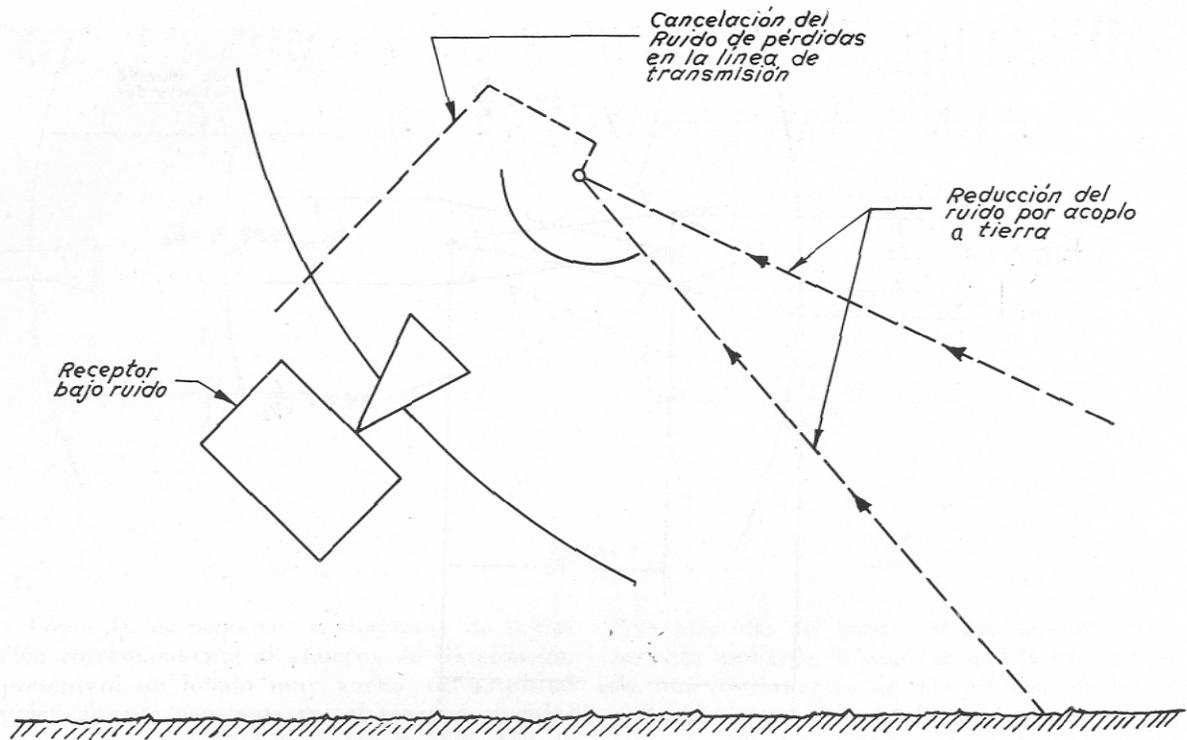


FIGURA 11.

Este hecho puede introducir una notable cantidad de potencia de ruido en la antena, debido a la radiación procedente de la tierra (aproximadamente a 293° K) y captada mediante los lóbulos secundarios de la bocina.

Esto es algo que no pasa en la antena Cassegrain, ya que la radiación «spillover» procedente del excitador virtual puede ser mucho menor. Esto es debido al comportamiento prácticamente óptico de la reflexión en el subreflector, debido a su tamaño, relativamente grande en longitudes de onda.

Hay que considerar también el «spillover» del excitador real más allá del borde del subreflector, aunque la potencia que intervenga en este proceso sea igual que la que intervenía en el caso análogo de reflector simple, los lóbulos laterales de la bocina de la antena Cassegrain apuntan a una dirección próxima al ojo del sistema y lo que ven es espacio libre, a una temperatura de ruido menor que la de la superficie de la tierra.

Una ventaja ya mencionada del sistema Cassegrain es obtener una distancia focal mucho más grande que la longitud física del conjunto. A esto se une que, en general, el tamaño de la bocina puede ser mayor en una antena Cassegrain que en una clásica.

### CONCLUSION

Como resumen puede decirse que en los aparatos anteriores se ha descrito, mediante unas

sencillas relaciones geométricas, el sistema Cassegrain. Un principio de cálculo ha quedado indicado mediante el uso de unos principios de equivalencia. El mayor inconveniente de estas antenas, el bloqueo de la apertura, está solucionado en la práctica de muy diversas formas <sup>(2)</sup>, <sup>(6)</sup>. Sin embargo, el diseño preciso de una antena de este tipo es probablemente una tarea que requiere la ayuda de computadoras.

### BIBLIOGRAFIA

- <sup>(1)</sup> BORN AND WOLF, "Principles of Optica". Pergamon Press 1965.
- <sup>(2)</sup> P. W. HANNAN, "Microwave Antenna Derived from the Cassegrain Telescope". IRE Trans. on Antennas and Propagation, March 1961.
- <sup>(3)</sup> SILVER S., "Microwave Antenna, theory and Design". MIT Radiation Lab. Series Vol. 12 - McGraw-Hill 1949.
- <sup>(4)</sup> H. JASIK, "Antenna Engineering Handbook", McGraw-Hill 1961.
- <sup>(5)</sup> B. WOODWARD, "The Cassegrain Antenna", Advertisement by Airborne Instruments Lab., Proc. IRE, March 1958.
- <sup>(6)</sup> COOK, ELAM, ZUCKER, "The open Cassegrain Antenna". The Bell System Technical Journal. Julio-agosto 1965.
- <sup>(7)</sup> M. E. VICCHI, "Cassegrain Antennas", Elteknit 1962.

# SIMULACION DE SISTEMAS DE COMUNICACION CON COMPUTADORES DIGITALES

Por JOSE ANTONIO DELGADO PENIN

Ingeniero de Telecomunicación.  
Ayudante en la Cátedra de "Comunicazioni Electriche"  
(Teoría de la Comunicación)  
Politécnico de Turín.

*Describimos extensamente los "modelos" digitales de los sistemas lineales, por ser el núcleo de la simulación en cualquier problema de diseño de señal, filtros y "modems". Se dan las ideas guía para poder simular un sistema que tome en consideración sólo el ruido térmico como perturbación en el canal de transmisión (puede ser el caso de un enlace vía satélite). Citamos un ejemplo de un sistema de M. F. y su programa para el caso de señal moduladora aleatoria. Por último, insertamos una bibliografía para el lector interesado sobre este tema (\*).*

## 1. INTRODUCCIÓN.

La simulación digital consiste en el estudio de un sistema mediante el examen detallado de su representación matemática usando un computador que trate caracteres de tipo alfanumérico. La simulación no excluye la labor del hombre-proyectista. La máquina no podrá hacer nada sin el "programa", y éste por sí mismo no puede determinar una configuración óptima de un proyecto que se desee realizar; es, por tanto, obvio señalar que será el hombre quien plantee, analice o sintetice, y resuelva el problema.

Las técnicas de simulación digital son hoy una herramienta que facilita al ingeniero la posibilidad de diseñar nuevos sistemas y que incluso ha comenzado a hacerse popular (2, 5 y 6).

En este artículo se pretende dar una visión general de los problemas que se plantean en la "experimentación" de determinados sistemas electrónicos (sistemas de comunicación), así como señalar algunas características de las "herramientas matemáticas" necesarias para llegar a soluciones físicamente realizables. Para hacer la "experiencia", no hay necesidad de construir el sistema, lo que permite una gran reducción de los costes y un ahorro

de tiempo considerable en la realización de un proyecto concreto.

En la actualidad, cualquier sistema de comunicación (a nivel conceptual) se proyecta siguiendo las premisas básicas de la teoría estadística de la comunicación, establecidas por C. E. Shannon en 1948 (1), donde toda comunicación entre una fuente de información y el destinatario a quien va dirigida ésta se representa esquemáticamente como indica la figura 1.

La simulación en el caso que nosotros trataremos aquí consiste en la construcción de un *modelo* del sistema que se desea estudiar, apto para ser elaborado por un computador electrónico, y en analizar el comportamiento de este *modelo* (sistema simplificado). *Hablamos de sistema simplificado porque es imposible analizar y determinar las futuras características de cualquier sistema si no se hacen determinadas hipótesis de simplificación.* Si se pretende hacer el estudio teórico de un sistema, considerando solamente un parámetro variable cada vez, ya sea la distorsión o los efectos de ruido, las dificultades son superables. La acción conjunta de ambos sobre las posibles características del sistema harán entonces la resolución tediosa y muy difícil como consecuencia de la aparición de transformaciones no-lineales de las señales presentes.

En este artículo se consideran solamente perturbaciones debidas al ruido de origen térmico, que podemos considerar aditivo, blanco y gaussiano. Es, por tanto, obvio decir que nos referimos a sistemas que usan como medio de transmisión la radiación

(\*) Este artículo es parte de un trabajo llevado a cabo con las subvenciones de una beca E. S. R. O. (European Space Research Organisation) y del Estado español en el Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni del Politécnico de Turín (Italia) en los cursos 1968-69 y 1969-70.

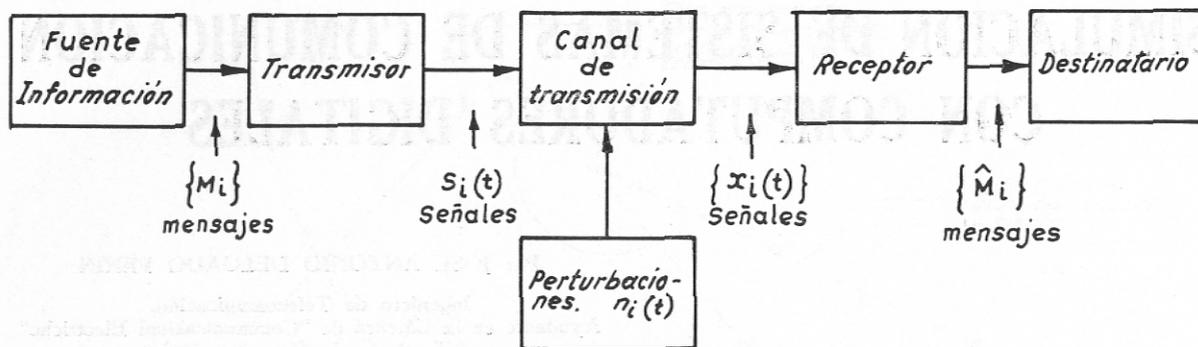


FIGURA 1.

electromagnética. Nada nos impide considerar otro tipo de canal de transmisión, como puede ser el de las líneas de transmisión físicas (10). El ruido predominante no sería el térmico, sino el debido a los impulsos de ruido. Por otra parte, la perturbación predominante no sería el ruido térmico, ni el de impulso.

La simulación digital se realiza con las formas de onda. De esta manera se tienen en cuenta la mayoría de los fenómenos que afectan a las características de funcionamiento del sistema.

## 2. TIPOS DE SIMULACIÓN.

Las técnicas de simulación que hacen uso de procedimientos iterativos pueden ser de tres clases: analógicas, digitales e híbridas (analógico-digitales).

En el primer tipo de simulación se transforma una magnitud dada, en otra que posee una formulación matemática "análoga". Normalmente son magnitudes que cambian continuamente en relación a una variable independiente. Este tipo de simulación tiene la desventaja de exigir continuos cambios en el conjunto de circuitos externos que posee el calculador analógico.

La simulación combinada analógico-digital (híbrida), es la más perfeccionada actualmente. Este tipo de simulación, que hace uso de las mejores características que poseen tanto las computadoras digitales cuanto las analógicas, es solamente usado en problemas de simulación muy complicados, y *trabajando en tiempo real* (cuando la relación "tiempo necesario de la máquina para realizar el cálculo/tiempo necesario para resolver un problema" es igual a uno (15), se dice que se está haciendo la simulación en tiempo real). Los calculadores híbridos son muy convenientes para la resolución de cálculos estadísticos muy complicados. En estos casos es necesario usar técnicas más refinadas, como las conocidas bajo el nombre de técnicas de Montecarlo. Es el caso de cualquier sistema no-lineal o de señales que se pueden asociar a procesos "estocásticos" no-estacionarios. En (2) se puede ver bibliografía acerca de este tipo de simulación, factible principalmente en problemas de tipo aerospacial.

En la simulación digital (que trataremos en el

resto del artículo), *manejamos sistemas discretos*. El comportamiento de éstos puede describirse de forma matemática por "ecuaciones de diferencias"; y son definidos para una sucesión discreta de valores del tiempo. Con esta herramienta matemática somos capaces de construir un *modelo* suficientemente aproximado de los "bloques" componentes de todo el sistema que se quiere proyectar.

En las figuras 1 y 17 se pueden ver los "bloques" de que se compone cualquier sistema. Conocidos los "bloques", pasamos al *modelo*: representación matemática (por tanto, ideal) de los mismos. El *modelo* indica las operaciones que se deben efectuar sobre las señales de entrada al bloque para obtener las señales de salida. La elaboración de los símbolos y palabras que forman parte de estas operaciones a realizar con el *modelo* es la simulación. Conviene advertir que es más que un cálculo.

La simulación se hace con grupos de bloques, por lo que será necesario unir de forma adecuada los *modelos* de cada uno de los bloques. A veces, la forma de interconexión de unos bloques con otros (para fines de simulación) difiere de la unión existente en el sistema real que se está estudiando. Esto se hace con el único fin de obtener un mejor rendimiento en el uso del computador, ya sea para hacer un programa más sencillo, ya para disminuir la probabilidad de que se produzcan errores.

La simulación digital ofrece un gran número de ventajas en relación a la analógica. Si se considera la seguridad en el trabajo a realizar con una u otra a medida que aumenta la dificultad del problema, salta a la vista que es mejor usar un computador digital. Por otra parte, es una máquina que se puede decir que trabaja en serie, mientras la analógica lo hace en paralelo.

De todas maneras, los resultados que se obtienen con un computador digital son función del *modelo* que se está simulando y del número de cifras significativas que el computador digital maneja. Por ejemplo, en uno del tipo IBM 7090, el número que una variable o una constante puede representar debe estar comprendido entre  $-10^{-38}$  y  $+10^{+38}$  y la precisión es del orden de ocho cifras decimales.

En la simulación debe existir un orden de prio-

ridad en los fines a conseguir. Una lógica de trabajo sería la que se indica más abajo y que seguiremos en los párrafos que van a continuación. (Debemos recordar que pretendemos obtener una optimización de un sistema, teniendo en cuenta un cierto criterio, que de forma general será aquel basado en una reducción del ruido presente en el canal de transmisión).

Dicho orden será el siguiente:

Estudio de los bloques por separado y determinación de su modelo.

Diseño del modelo de todo el sistema a simular.

Construcción del programa a introducir en el computador.

Realización del programa.

Análisis de los resultados.

### LISTA DE SIMBOLOS

$\delta(t)$  Impulso de Dirac:  $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) \cdot dt = 1$

$\triangleq$  Igual, por definición.

$\hat{f}(t)$  Función compleja que varía lentamente en relación a  $\omega_p$   
Envolvente compleja de la función

$\omega_p$  Pulsación que corresponde al centro de gravedad del espectro pasobanda.

$\hat{f}_H(t)$  Transformada de Hilbert, correspondiente a  $\hat{f}(t)$ .

$\hat{f}_R, \hat{f}_I$  Componentes real e imaginaria de  $\hat{f}(t)$ .

$\hat{H}(\omega)$  Función de transferencia del sistema lineal de banda limitada.

$\hat{h}(t)$  Envlovente compleja de la respuesta al impulso.

$\hat{h}(t) * \hat{f}(t)$  Convolución integral de  $\hat{h}(t)$  y  $\hat{f}(t)$ .

$S(nT)$  Función discreta en el tiempo, correspondiente a la salida de un filtro lineal digital.

$S_c(nT)$  Función aproximada de  $S(nT)$ .

$H(z)$  Función de transferencia de un sistema lineal cuando se hace una transformación conforme, usando la variable "z".

$\int_P$  Valor principal de la integral de Cauchy.

### 3. BLOQUES Y MODELOS MATEMÁTICOS.

Todo sistema puede ser lineal o no-lineal. El estudio de los sistemas no-lineales con memoria implica una dificultad fuera de lugar en este artículo, por lo que prescindiremos de él. Recordamos a título informativo que si un tal sistema se puede descomponer en dos "bloques", tales que uno sea lineal y contenga toda la memoria del sistema (\*), y el otro no-lineal, pero sin memoria, se podrá entonces simular el primer bloque mediante las técnicas que se explican en este artículo, y el segundo, haciendo que el computador realice la operación no-lineal que se le puede asociar.

Los bloques a considerar tendrán una sola entrada y una sola salida. En la teoría de los sistemas lineales se establece la posibilidad de estudiar un dispositivo con una entrada y una salida, observando la respuesta a una entrada específica (por ejemplo, un delta de Dirac o una función paso). Es decir (figura 2):

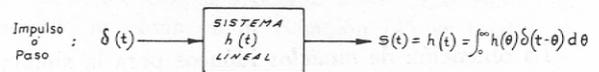


FIGURA 2.—Sistema físicamente realizable.

donde  $h(t)$  sería la respuesta del sistema lineal al impulso de entrada. Conocida  $h(t)$  se obtiene la función de transferencia del dispositivo. Para poder realizar la simulación en un computador es obvio que se necesitan señales digitales. Esto conduce a la sustitución del sistema analógico (en el que sus parámetros varían de forma continua), por otro discreto que se adapte a las necesidades de la "experiencia" que deseamos realizar, puesto que un computador es un sistema discreto.

En los sistemas lineales discretos la entrada es del tipo  $f(nT)$  y la salida será una función  $s(nT)$ , donde  $T$  es el período de muestreo y  $f(nT)$  y  $s(nT)$  son funciones del tiempo definidas para todos los valores  $t = nT$  ( $0 < n < \infty$ ,  $T = cte$ ) (fig. 3).

Entonces la relación funcional entre entrada y salida tendrá la forma de una ecuación de diferencias como la siguiente (ver Anexo I, Aplicaciones):

$$\sum_{j=0}^m a_j \cdot S[(n-j)T] = \sum_{i=0}^k b_i \cdot f[(n-i)T]$$

(\*) Se dice que un dispositivo tiene "memoria" cuando su salida en un determinado instante depende de lo que ocurre a la entrada en aquel mismo instante y en los previos al considerado.

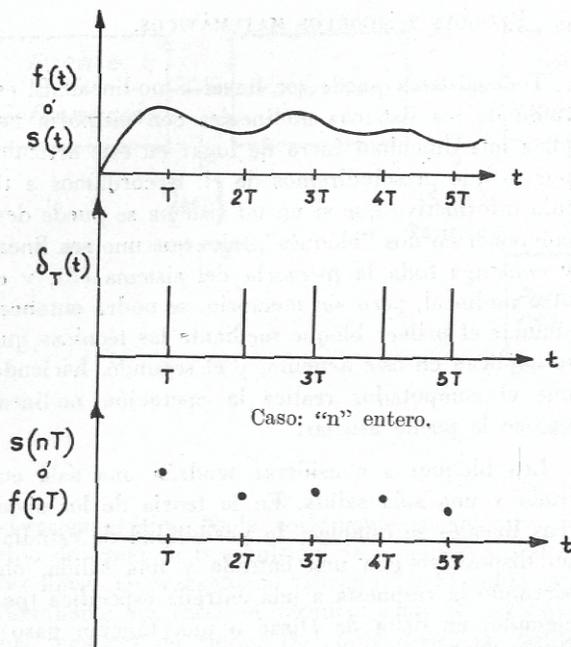


FIGURA 3.

La obtención de *modelos* idóneos para la simulación implica tres etapas que describimos más adelante.

### 3-a) Conversión de ondas de tipo analógico en discreta.

¿Cómo pasamos del campo analógico al discreto? Realizando un muestreo de la función del tiempo que representa la onda analógica.

Se puede realizar una muestra cada T segundos, por ejemplo, y tomar la nueva señal que resulta de tener en cuenta las muestras obtenidas. Consideremos una onda cuya función representativa sea  $f(t)$ ; se define la salida del dispositivo que efectuaría el muestreo como:

$$f_c(t) \triangleq T \cdot \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) \cdot \delta(t - nT)$$

Esta expresión se deduce en el Anexo I, Definición.

El ruido, del mismo modo que las señales que nos encontramos en la realidad, tiene un carácter estadístico; es decir, se puede considerar un miembro de un proceso "estocástico" del que sabremos en las condiciones más favorables su estadística de primero y segundo orden. Si este ruido no es de tipo aditivo, gaussiano y blanco, entonces necesitamos conocer la estadística de orden superior al segundo.

El ruido blanco es el más importante a efectos de degradación del comportamiento del sistema, según el criterio que se haya elegido para ver cómo es dicho comportamiento: relación "señal/ruido" en sistemas de comunicación analógica o de "probabilidad de error" en sistemas de comunicación digital.

Para poder realizar la simulación teniendo ruido blanco es necesario que sea de "banda limitada" (\*).

Para ello hacemos pasar el ruido blanco (espectro constante con relación a todas las frecuencias) a través de un filtro lineal cuya función de transferencia es:

$$H(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| < \omega_0 \\ 0 & \text{para todos los demás valores de } \omega. \end{cases}$$

y que satisface a la condición:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 \cdot d\omega < \infty$$

Si se tiene en cuenta uno de los teoremas de muestreo (1), una vez que el ruido es de banda limitada, no existe ninguna dificultad para relacionar el filtraje y el muestreo.

"Por tanto, el muestreo de un ruido blanco gaussiano es equivalente al filtrado que se necesita para dar un significado físico al ruido blanco."

Para simular este ruido blanco dentro del computador echamos mano de los recursos que nos ofrece éste en su "librería": el "generador de números aleatorios".

### 3-b) Representación en baja frecuencia de sistemas y señales: Modelos.

Cuando se usa el computador para la simulación entra en juego el tiempo de uso del mismo y, por tanto, el factor económico. A medida que crece la frecuencia de las señales en el sistema a simular, el cálculo se hace más difícil y el consumo de tiempo se incrementa.

Hemos visto anteriormente que necesitamos realizar el muestreo de las señales para poderlas manejar en el computador. El teorema relativo a esta cuestión nos dice que la *frecuencia mínima a la que podemos realizar el muestreo de las señales es el doble de la frecuencia más alta que contiene su espectro (fórmula de Nyquist)*. De lo que se concluye que la velocidad de muestreo aumenta con la frecuencia. Teniendo presente esta fórmula, es obvio decir que procuraremos simular las señales y los sistemas haciendo uso de frecuencias bajas. No debe pasar inadvertido que se habla de bandas de frecuencia con una determinada anchura.

Los constructores de sistemas de transmisión-recepción buscan la forma de poder encajarse en un

(\*) Una señal es de banda limitada cuando su espectro de energía (o de potencia) comprende una parte del eje de frecuencias alrededor del origen, es decir, dada una señal "f(t)" y su espectro "F(ω)", la condición de banda limitada se expresa así:

$$\begin{aligned} F(\omega) > 0 & \quad |\omega| < 2\pi f_0 \\ F(\omega) = 0 & \quad |\omega| > 2\pi f_0 \end{aligned} \quad \text{con } |f_0| > 0$$

determinado espacio del espectro que ha dejado de llamarse tiempo ha de "banda base", para pasar a denominarse "pasobanda".

El espectro que ocupan los procesos de modulación-detección y los filtros pasobanda son un verdadero problema por las velocidades de muestreo tan elevadas con las que teóricamente se debería tratar, con el consiguiente aumento de precio de la simulación y la búsqueda de un computador adecuado a nuestro problema que pueda trabajar en tiempo real.

La única forma posible de atacar el problema es hacerlo considerando las analogías pasobanda-pasobajo.

Este tipo de analogía ha estado tratada por primera vez en la literatura técnica por Landon (7). Después Cherry (8) aplicó algunas de estas técnicas al filtraje pasobanda asimétrico de ondas moduladas en amplitud. Posteriormente, Gabor (1946) obtuvo una representación en baja frecuencia válida para todo tipo de señal o sistema de "banda estrecha" (14) y que será la que nosotros seguiremos aquí, por ser todavía válida. El hecho de adoptar esta representación no quiere decir que no existan otras (dentro de la hipótesis de banda estrecha). La de Manske (9) aparentemente es sencilla, pero presenta la dificultad en el paso continuo-discreto.

Una señal representable por la función del tiempo  $f(t)$  y su espectro continuo por  $F(\omega)$  están relacionadas por la transformada de Fourier como sigue:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) \cdot e^{i\omega t} \cdot d\omega \quad (1)$$

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-i\omega t} \cdot dt$$

Tomemos ahora una señal de "banda estrecha",  $f(t)$ . Usando las propiedades de la "señal analítica" transferimos su espectro a las proximidades de  $\omega = 0$  y establecemos una nueva función  $\hat{F}(\omega)$  de la siguiente forma:

$$\hat{F}(\omega) \triangleq \begin{cases} 2 F(\omega + \omega_p) & -\omega_p < \omega \\ 0 & \omega < -\omega_p \end{cases} \quad (2)$$

Aplicamos la transformada de Fourier y obtenemos la función  $f(t)$  en el dominio del tiempo.

Como una señal de banda limitada se puede representar por la función  $f(t)$  (19) con una expresión matemática como la siguiente:

$$f(t) = \text{Re} \left\{ \hat{f}(t) \cdot e^{i\omega_p t} \right\}$$

en donde  $\omega_p$  sería la pulsación del centro de la banda, y  $\hat{f}(t)$ , una función cuya variación con el

tiempo sería muy lenta con respecto a la de la pulsación  $\omega_p$ ; la función  $\hat{f}(t)$  queda definida por las ecuaciones (1), (2).

Consideremos una nueva función del tiempo  $f_+(t)$  (en general compleja), a la que se impone la condición de tener como espectro la parte positiva del espectro de la función  $f(t)$ . Es decir:

$$f_+(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \hat{F}(\omega) \cdot e^{i\omega t} \cdot d\omega \quad (4)$$

Por una propiedad de la "señal analítica" (20) se obtiene:

$$f_+(t) = \frac{1}{2} \left[ f(t) + j\hat{f}_x(t) \right] \quad (3)$$

Si  $f(t)$  es real lo será también  $\hat{f}(t)$ , y como consecuencia:

$$f(t) = 2 \cdot \text{Re} \left\{ f_+(t) \right\} \quad (5)$$

Considerando la ecuación (2) y el teorema de Parseval se concluye que la potencia asociada con  $f(t)$  coincide con la asociada a  $\hat{f}(t)$ . Haciendo una sustitución obvia en la ecuación (4) se tendrá:

$$f_+(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \hat{F}(\omega) \cdot e^{i\omega t} \cdot d\omega =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_p}^{\infty} \hat{F}(\omega + \omega_p) \cdot e^{i(\omega + \omega_p)t} \cdot d\omega =$$

$$= \frac{e^{j\omega_p t}}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{F}(\omega) \cdot e^{i\omega t} \cdot d\omega = \frac{e^{j\omega_p t}}{2} \cdot \hat{f}(t)$$

teniendo en cuenta la (5):

$$f(t) = \text{Re} [e^{j\omega_p t} \hat{f}(t)] =$$

$$= \hat{f}_R(t) \cdot \cos(\omega_p \cdot t) - \hat{f}_I(t) \cdot \text{sen}(\omega_p \cdot t) \quad (6)$$

donde  $\hat{f}_R$  y  $\hat{f}_I$  son, respectivamente, las partes real e imaginaria de  $\hat{f}(t)$ , y las componentes en cuadratura de  $f(t)$  a la pulsación  $\omega_p$ .

La ecuación (6) nos permite obtener la función  $f(t)$  cuando sea conocido el modelo en baja frecuencia  $\hat{f}(t)$ . Existen dos formas de presentar la ecuación (6):

$$f(t) = \sqrt{\hat{f}_R^2(t) + \hat{f}_I^2(t)} \cos[\omega_p t + \text{arc tg } \hat{f}_I(t)/\hat{f}_R(t)]$$

$$f(t) = |\hat{f}(t)| \cdot \cos[\omega_p t + \angle \hat{f}(t)]$$

Estas dos últimas expresiones no son más que la expresión matemática de una modulación de amplitud y de una modulación de fase.

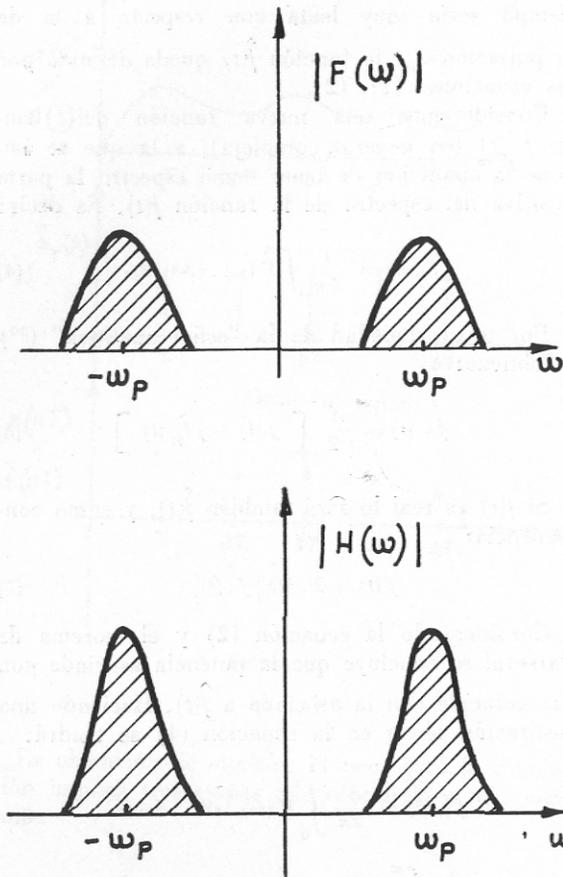


FIGURA 4.

El mismo razonamiento que se ha hecho para las señales se puede repetir para los sistemas.

Definimos una función de transferencia  $\hat{H}(\omega)$  del sistema lineal de banda limitada en los alrededores de  $\omega = 0$  como:

$$\hat{H}(\omega) \triangleq \begin{cases} H(\omega + \omega_p) & -\omega_p < \omega \\ 0 & \omega < -\omega_p \end{cases}$$

La respuesta al impulso del sistema puede escribirse <sup>(19)</sup>:

$$h(t) = 2 \cdot \text{Re} \{ \hat{h}(t) \cdot e^{j\omega_p t} \}$$

donde  $\hat{h}(t)$  sería la envolvente compleja de la respuesta al impulso.

La salida  $s(t)$  de un sistema lineal como el que se vio anteriormente era:

$$S(t) = \int_0^{\infty} h(\theta) \cdot f(t - \theta) \cdot d\theta$$

Manipulamos esta última ecuación con las siguientes funciones:

$$f(t) = \text{Re} \{ \hat{f}(t) \cdot e^{j\omega_p t} \}$$

$$S(t) = \text{Re} \{ \hat{S}(t) \cdot e^{j\omega_p t} \}$$

$$h(t) = 2 \cdot \text{Re} \{ \hat{h}(t) \cdot e^{j\omega_p t} \}$$

y obtenemos:

$$S(t) \cong \int_0^{\infty} \hat{h}(\theta) \cdot \hat{f}(t - \theta) \cdot d\theta \quad (7)$$

(los términos que comprenden frecuencias altas y que hacen su aparición al realizar las operaciones indicadas no son considerados).

La ecuación (7) es fundamental en la obtención del modelo del sistema en baja frecuencia, porque confirma que teóricamente existe la convolución integral entre las envolventes complejas de la señal y de la respuesta al impulso. No habrá ninguna dificultad en obtener la ecuación siguiente:

$$\hat{S}(\omega) = \hat{F}(\omega) \cdot \hat{H}(\omega)$$

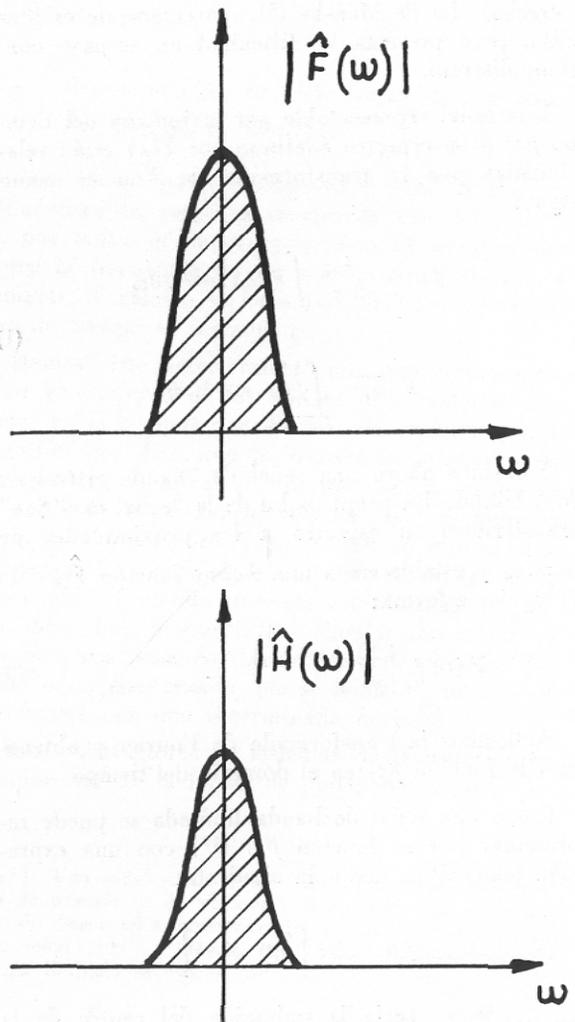


FIGURA 5.

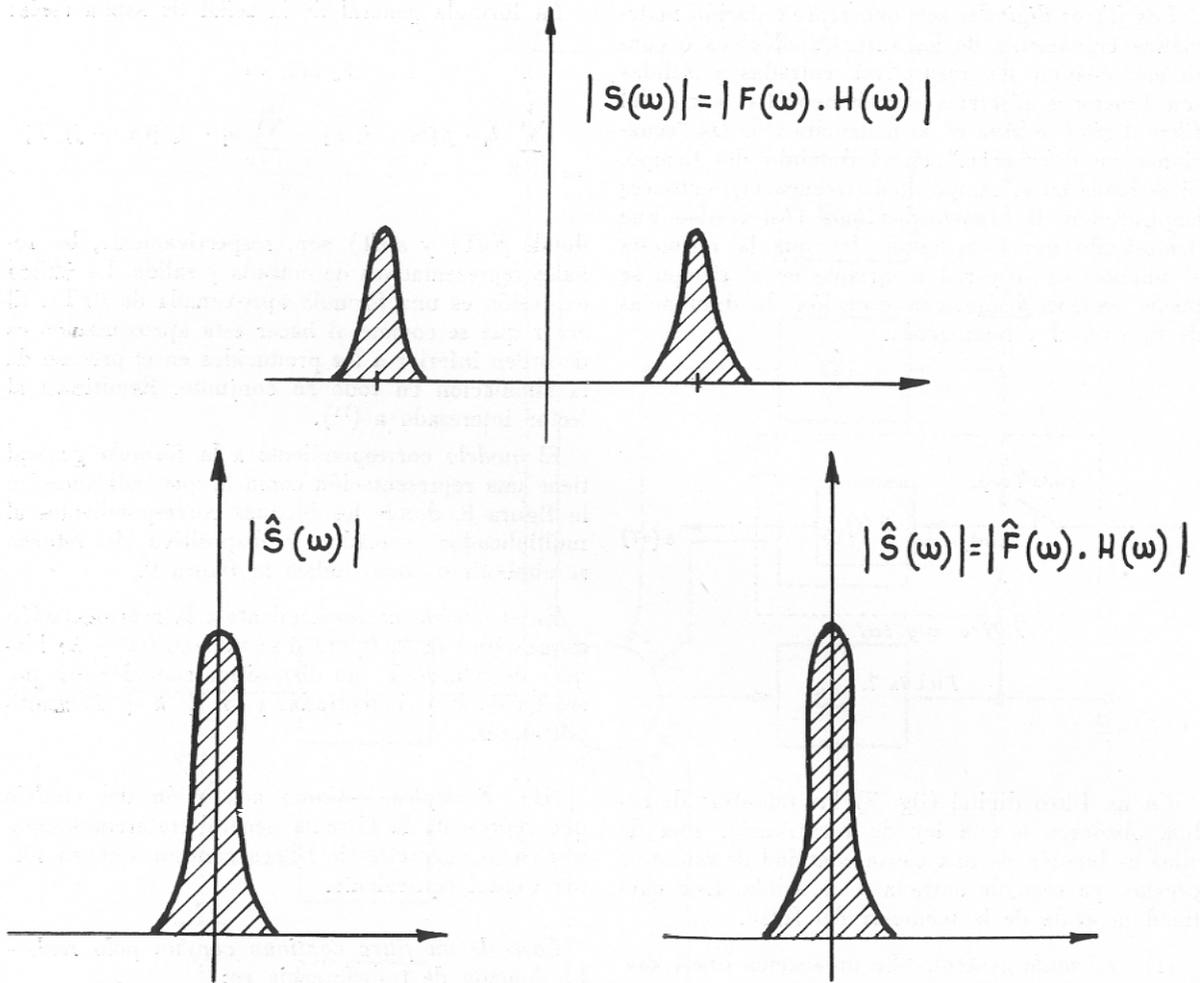


FIGURA 6.

Una visión más intuitiva se da en las figuras 4, 5 y 6.

Con el objeto de obtener la salida efectiva  $s(t)$  necesitamos extraer separadamente las dos componentes  $\hat{S}_R(t)$  y  $\hat{S}_I(t)$ , como hicimos en el caso de las señales:

$$\hat{S}(t) = \hat{h}(t) * \hat{f}(t) = [\hat{h}_R(t) * \hat{f}_R(t) - \hat{h}_I(t) * \hat{f}_I(t)] + j [\hat{h}_R(t) * \hat{f}_I(t) + \hat{h}_I(t) * \hat{f}_R(t)]$$

Tomando la parte real y la parte imaginaria de  $\hat{S}(t)$  se puede escribir:

$$\begin{aligned} \hat{S}_R(t) &= \hat{h}_R(t) * \hat{f}_R(t) - \hat{h}_I(t) * \hat{f}_I(t) \\ \hat{S}_I(t) &= \hat{h}_R(t) * \hat{f}_I(t) + \hat{h}_I(t) * \hat{f}_R(t) \end{aligned} \quad (8)$$

Las ecuaciones (8) nos pueden representar el modelo que indica la figura 12, siempre que  $f(t)$  sea de banda limitada.

### 3-c) Modelos digitales.

#### 3-c-1) Sistemas lineales con memoria (filtros).

En este apartado obtendremos algunos modelos matemáticos de sistemas lineales de tipo analógico que se adaptan a una elaboración por el computador. ¿Cómo lo haremos? Haciendo uso de los filtros digitales<sup>(12)</sup>. Como siempre, necesitamos una "herramienta matemática".

Aquí es donde verdaderamente comienza una diversidad en la simulación digital de sistemas. El tiempo de manejo de la máquina varía según se emplee un algoritmo como la "Transformada discreta de Fourier" o la "Transformación-z", que es la herramienta hasta ahora usada. No se ha hecho hasta ahora un análisis comparativo de los diversos algoritmos para elaborar señales o sistemas por un computador digital. Es un problema abierto a la investigación, ya que existen otros algoritmos de interés.

Los *filtros digitales* son una representación matemática equivalente de los filtros analógicos o continuos, cuando las respectivas entradas y salidas son funciones discretas del tiempo. La teoría del *filtro digital* se basa en la matemática de las "ecuaciones de diferencias" en el dominio del tiempo. Si se habla en el campo dual (frecuencia), entonces emplearemos la transformación-z (Anexo I). Fue demostrado por Corrington (16) que la respuesta al impulso de una red invariante en el tiempo se puede escribir como una ecuación de diferencias de tipo lineal y homogénea.

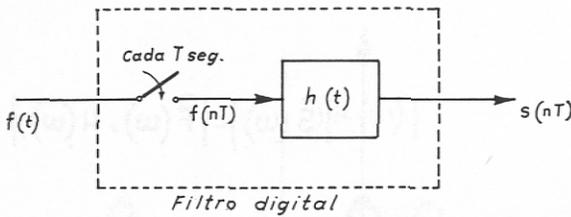


FIGURA 7.

En un filtro digital (fig. 7) las muestras de salida obedecen a una ley de recurrencia. Una de ellas es función de una cierta cantidad de muestras previas, ya sean de entrada o de salida. Esta cantidad depende de la memoria del filtro.

(I) *Fórmula general.*—En un sistema lineal analógico en que se emplean señales de energía limitada sabemos que se cumple:

$$S(\omega) = H(\omega) \cdot F(\omega)$$

donde cada uno de los términos de esta expresión es la transformada de Fourier de las señales de entrada, salida y respuesta al impulso, respectivamente.

En el campo digital (4) podemos escribir:

$$S(z) = H(z) \cdot F(z)$$

Existe una demostración, en la que no entramos.

Por tanto, de forma general expresaremos la función de transferencia equivalente así:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^k b_i \cdot z^{-i}}{\sum_{j=0}^m a_j \cdot z^{-j}}$$

Una vez conocida  $H(z)$  podemos obtener la señal de salida a través de la penúltima fórmula.

Conocidas estas tres expresiones de "z" y tomando la transformación inversa pasamos al dominio del tiempo, que es el que nos interesa a la hora de relacionarlos con el computador digital.

La fórmula general de la señal de salida sería:

$$S_c(nT) = \frac{\sum_{i=0}^k b_i \cdot f[(n-i)T] - \sum_{j=1}^m a_j \cdot S_c[(n-j)T]}{a_0}$$

donde  $f(nT)$  y  $s(nT)$  son, respectivamente, las señales representativas de entrada y salida. La última expresión es una fórmula aproximada de  $s(nT)$ . El error que se comete al hacer esta aproximación es de orden inferior a los producidos en el proceso de la simulación en todo su conjunto. Remitimos al lector interesado a (11).

El *modelo* correspondiente a la fórmula general tiene una representación como la que indicamos en la figura 8, donde los bloques correspondientes al multiplicador, sumador y dispositivo de retardo se simbolizan como indica la figura 9.

En el *modelo* correspondiente a la representación esquemática de la figura 8 se utilizan  $(m+k)$  bloques de retardo  $T$ ; un dispositivo sumador que posee  $(m+k+1)$  entradas y  $(m+k+2)$  multiplicadores.

(II) *Ejemplos.*—Como aclaración del *modelo* que representa la fórmula general trataremos algunos casos concretos de filtros continuos en su forma digital equivalente.

*Caso de un filtro continuo con un polo real.*—La función de transferencia es:

$$H(S) = \frac{c}{S + \alpha}$$

Su equivalente  $H(z)$  digital será:

$$H(z) = \frac{c}{1 - e^{-\alpha T} \cdot z^{-1}}$$

Expresión que resulta de aplicar la "transformada-z" a la respuesta al impulso del sistema  $H(s)$ .

$$h(t) = c \cdot e^{-\alpha t}$$

De forma general se puede escribir:

$$H(z) = \frac{b}{1 + a \cdot z^{-1}}$$

La salida (respuesta del sistema) en el dominio de la variable "z" será una ecuación iterativa como la que escribimos:

$$S_c(z) = b \cdot F(z) - a \cdot z^{-1} \cdot S_c(z)$$

cuyo *modelo* es el que dibujamos en la figura 10. La posición del bloque que representamos por "b" es indiferente. Puede colocarse tanto a la entrada como a la salida.

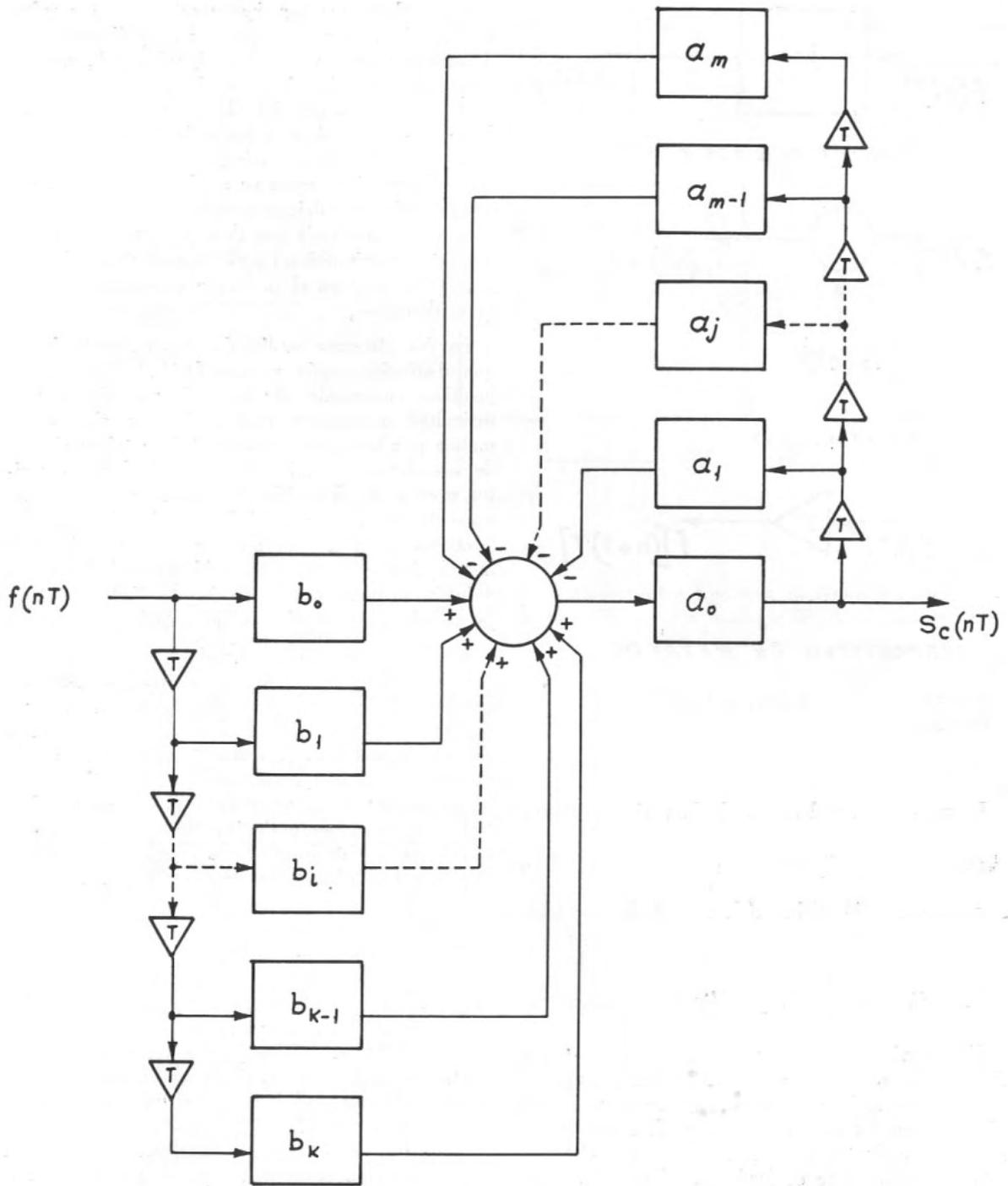


FIGURA 8.—Diagrama general.

Caso de un filtro continuo con dos polos reales.—  
En este caso:

$$H(s) = \frac{c}{(s + \alpha)(s + \beta)}$$

y la respuesta  $h(t)$  es:

$$h(t) = \frac{c}{\beta - \alpha} (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$$

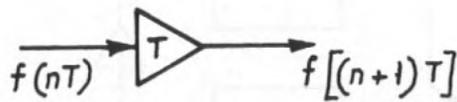
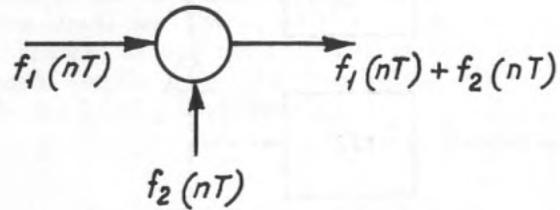
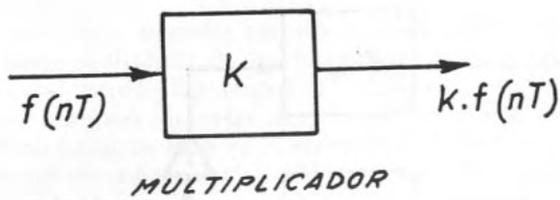
de donde obtenemos:

$$H(z) = \frac{c}{\beta - \alpha} \left( \frac{1}{1 - z^{-1} \cdot e^{-\alpha T}} - \frac{1}{1 - z^{-1} \cdot e^{-\beta T}} \right) =$$

$$= \frac{c}{\beta - \alpha} (e^{-\alpha T} - e^{-\beta T}) \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}(e^{-\alpha T} + e^{-\beta T}) + z^{-2} \cdot e^{-(\alpha + \beta)T}}$$

Esta expresión la podemos considerar un caso particular de una función de transferencia del tipo:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}}$$



DISPOSITIVO DE RETARDO

FIGURA 9.

La respuesta en el campo de la variable "z" es:

$$S_c(z) = (b_0 + b_1 \cdot z^{-1}) \cdot F(z) - (a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}) \cdot S_c(z)$$

y la representación del modelo es la de la figura 11.

### 3-c-2) Sistemas lineales y no-lineales sin memoria.

Hemos visto anteriormente un tipo de sistemas lineales que tenían la característica fundamental de tener memoria. La construcción de un sistema completo sin memoria es imposible en la realidad. En los sistemas de transmisión de datos, por ejemplo, ésta se traduce por el fenómeno llamado de "interferencia intersimbólica" (17).

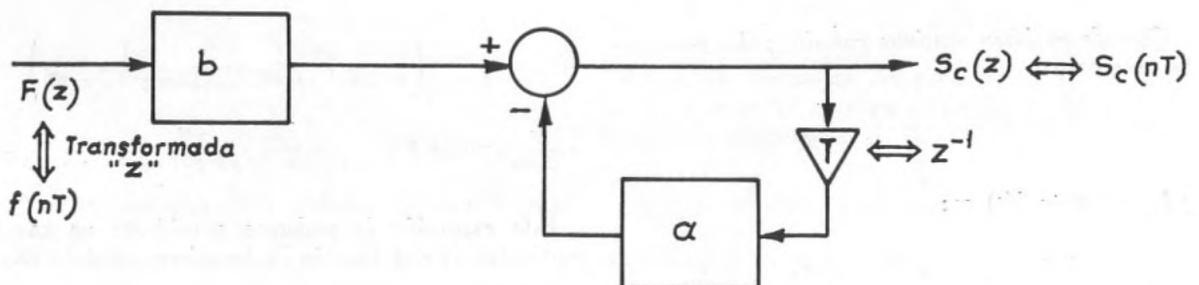


FIGURA 10.—Modelo en el campo de tiempo y de  $z = e^{ST}$ , ( $S = j\omega$ ).

Otros elementos tan importantes como pueden ser los filtros, pero de mucha menor dificultad en el momento de "construirlos digitalmente", son los dispositivos lineales sin memoria, tales como sumadores y atenuadores. Es obvio señalar que estos dispositivos son elementales y la forma de simularlos digitalmente no ofrece ninguna dificultad. Más adelante indicamos su configuración esquemática en el interior del computador. Se hace un "subprograma" para cada uno de estos dispositivos (son operaciones aritméticas) y se "llama" desde el "programa" general en el momento adecuado que nosotros deseemos.

En los sistemas no-lineales es necesario hacer una distinción según su complejidad. Existen dispositivos elementales sin memoria que ofrecen una dificultad mínima en realizar la operación matemática por la que son representados; tal es el caso de los circuitos rectificadores, limitadores, circuitos puerta, de detección de umbral y circuitos de potenciación de una señal de entrada (si es de tipo "determinístico"). Con un par de instrucciones a la máquina se resuelve el problema y el tiempo de máquina es pequeño (tiempo de compilador + tiempo de ejecución + tiempo de carga).

En el caso de los moduladores y demoduladores, la simulación se realiza construyendo los "subprogramas" representativos de la función matemática que los caracteriza. Hemos visto en el apartado 3-b) que las expresiones de la modulación de amplitud y de fase correspondían, respectivamente, a un módulo y un argumento fáciles de simular, pero con un número de instrucciones mayor que en los casos anteriores, como se puede ver de los modelos dibujados en las figuras 12 y 13.

### 3-c-3) Generadores.

Cuando tenemos que realizar una prueba en laboratorio con cualquier tipo de sistema tomamos un generador de señales y lo conectamos a la entrada. En la simulación, el generador simulado "se conecta a la entrada" de todo el sistema que se desea simular y se procede normalmente para la obtención de las medidas en el punto que deseemos del mismo. Basta ordenar al computador que nos indique los resultados de la "experiencia" en un de-

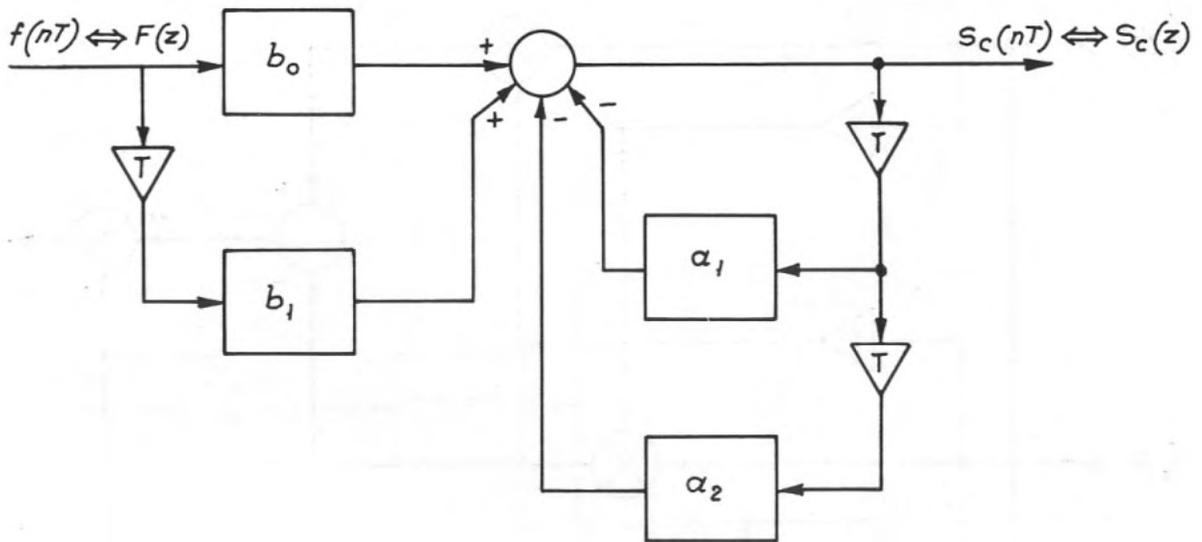


FIGURA 11.

terminado punto, haciendo una llamada dentro del "programa" general a través de una "rutina" que podemos ingeniar nosotros mismos.

No ofrece ninguna dificultad, por tanto, el poseer ya sea una portadora sinusoidal o seudorruidosa, ya una onda de tipo cuadrado, rectangular o

de cualquier otro tipo que podamos imaginar. La preparación de los modelos idóneos para introducir en el computador depende en parte del proyectista.

No obstante, existen algunos tipos de generadores normalizados, como es el caso del generador

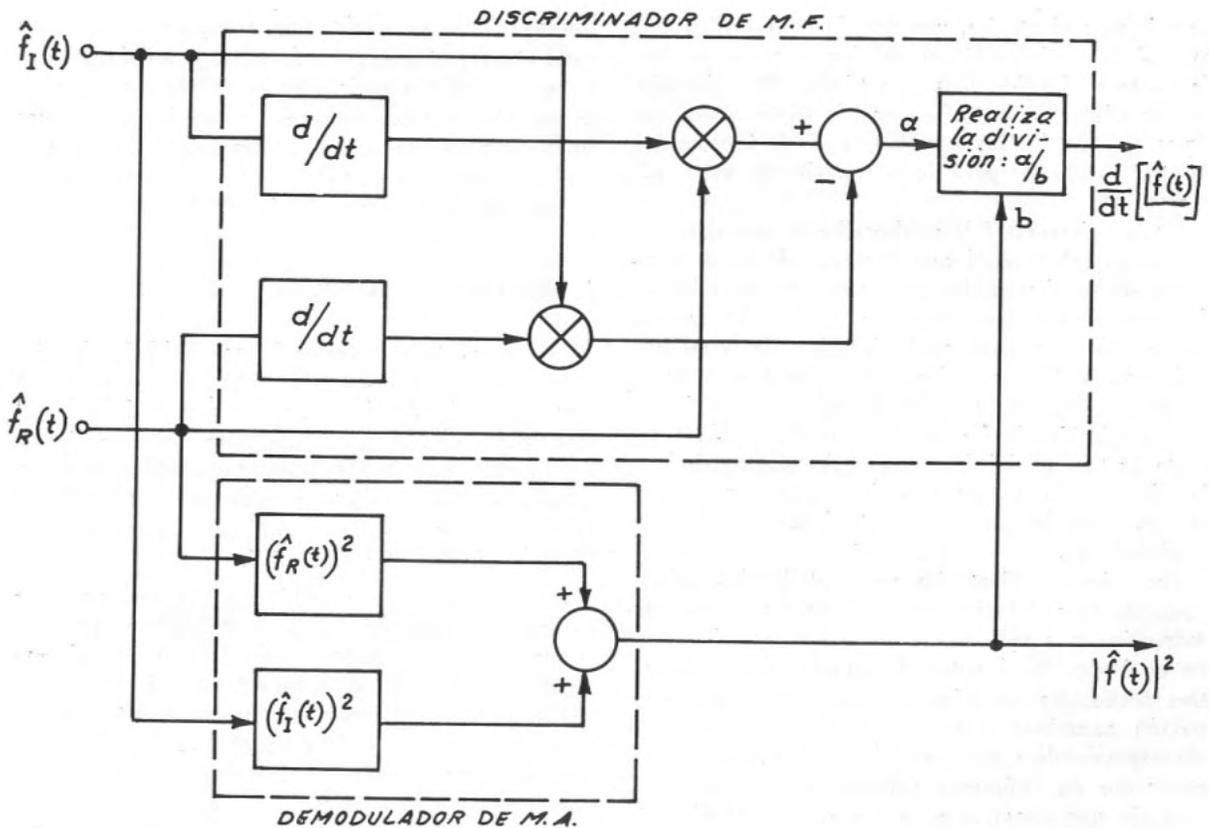


FIGURA 12.—Modelo en baja frecuencia del módulo y argumento: M. A. y M. F. (Discriminador), correspondientes a la ecuación (8).

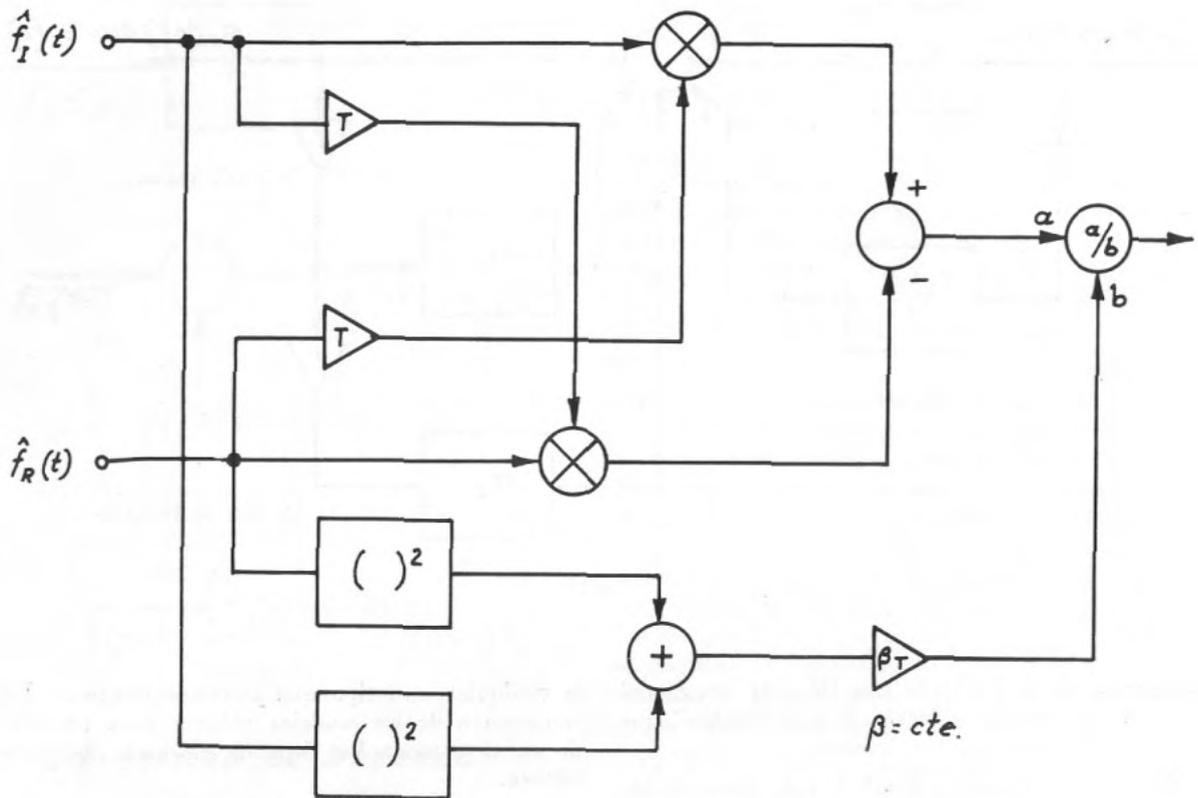


FIGURA 13.—Modelo digital de la figura 12.

de números aleatorios, que nos da como salida una sucesión de números que pueden representar perfectamente el ruido aleatorio (Anexo 2, Generadores de números aleatorios) con la distribución que deseemos. En la llamada "librería" de la máquina existen "rutinas" para la obtención de estos números.

En la referencia (14) se describe el caso concreto de un modelo digital que corresponde a un generador de señal y ruido gaussianos que modulan en frecuencia una portadora sinusoidal. El modelo puede utilizarse para cualquier tipo de señal moduladora de tipo gaussiano. Nos puede ser útil en cualquier situación cambiando solamente el índice de modulación, la frecuencia portadora y la constante de tiempo del filtro pasabajo que condiciona la "función de autocorrelación-densidad espectral" (a causa de la naturaleza estadística de la señal moduladora).

Los números aleatorios son distribuidos uniformemente en el intervalo (0-1). A partir de esta distribución, y siguiendo el procedimiento indicado en el Anexo 2, el autor de aquel trabajo obtiene tres secuencias de números aleatorios con distribución gaussiana normalizada. El esquema es el correspondiente a la figura 14, donde una salida del generador de "números gaussianos blancos" es el mensaje que nosotros consideramos en el ejemplo de simulación del párrafo 5, preparado convenientemente con un filtro pasabajo y un integrador. Las otras dos salidas nos dan el ruido blanco de banda

limitada (21), es decir, una componente  $n_2(t)$  en cuadratura y otra  $n_1(t)$  en fase con la señal que pasa a través de los dos circuitos mencionados anteriormente. Una vez que se combinan en los respectivos sumadores dan las componentes real e imaginaria que entran en los respectivos filtros de los que se vieron los modelos en el párrafo 3.

#### 4. PLAN DE SIMULACIÓN.

En el apartado anterior hemos hablado de bloques y modelos como elementos necesarios para realizar la simulación. Una vez que está hecho el modelo, es necesario traducirlo en un lenguaje de los muchos que hoy existen. En problemas matemáticos se usa bastante a menudo el FORTRAN (FORmula TRANslation), que permite un diálogo hombre-máquina bastante fácil.

Comenzamos por escribir las expresiones que caracterizan a cada bloque—su modelo—en una forma tal, que se ligen según la sintaxis del lenguaje elegido, para constituir lo que se llama un PROGRAMA, es decir: un procedimiento escrito preparado para que el computador digital pueda obtener la solución del problema que le proponemos.

Escrito el "programa", lo reescribimos en las tarjetas perforadas, a las que se añaden otras tarjetas llamadas de "control" y propias del compu-

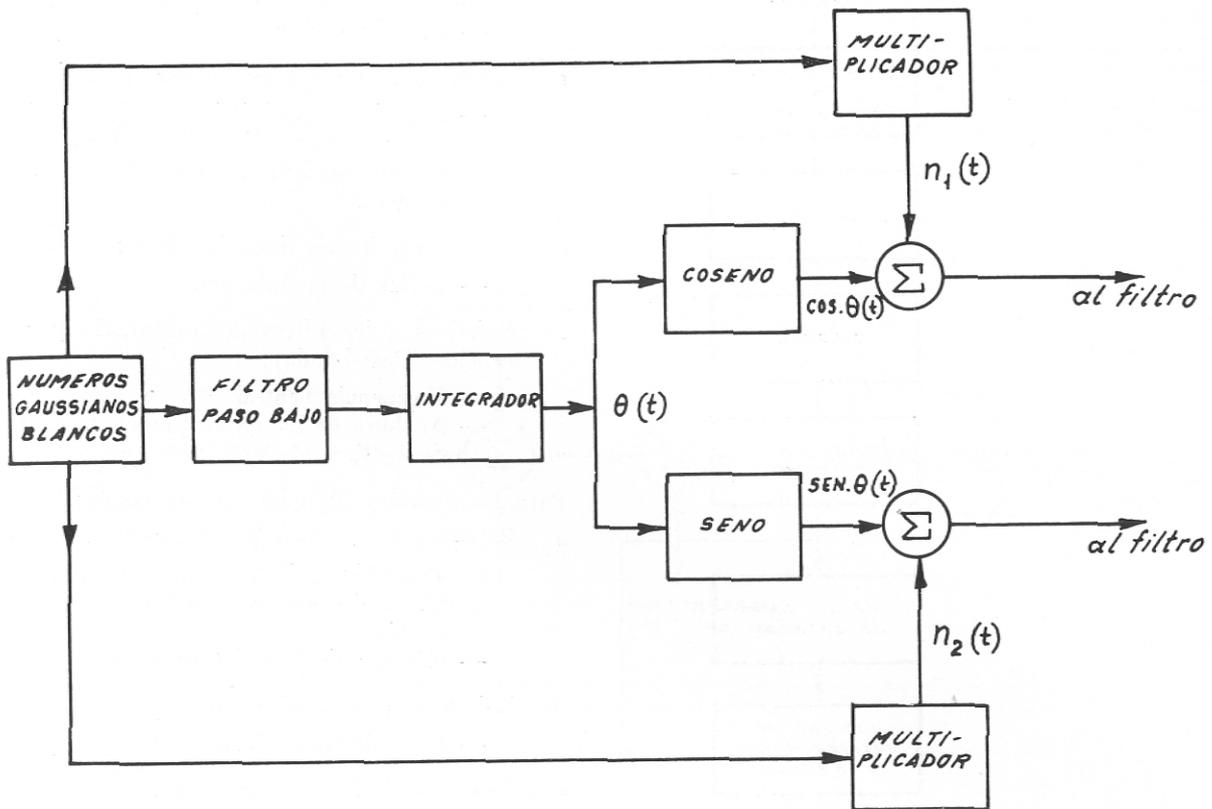


FIGURA 14.—Modelo del generador de señales.

tador. Reunidas todas, se introducen en el “lector” de la máquina.

Un computador realiza el “programa” que nosotros le proponemos sólo cuando lo comprende o está escrito en “lenguaje de máquina” (ceros y unos). Por tanto es necesario traducir nuestro lenguaje al que hemos dicho. Esta función se realiza en el interior de la propia máquina y recibe el nombre de “elaboración de la simulación digital”. Si esta “elaboración” permite que el programa de simulación sea traducido antes del comienzo de la simulación propiamente dicha, entonces se llama de forma general “compilador”.

En la figura 15 se indica el “diagrama de flujo” de la “elaboración digital”. Describimos brevemente las funciones de esta ejecución, válidas para cualquier sistema que se desee simular.

- a) Traducción del programa que nosotros escribimos al lenguaje-máquina.
- b) Clasificación de las diversas frases de que se compone el programa a realizar.
- c) Simulación propiamente dicha. El “compilador” inicia la simulación; calcula el modelo; hace intervenir la rutina de integración; repite diversas veces el ciclo de cálculo.
- d) Integración, que podemos considerar el núcleo de la simulación digital cuando se trata de filtros digitales. Las “ecuaciones de diferencias” pueden resolverse rápidamente y

de manera eficiente con el computador, con diversos métodos de integración numérica. La elección del método afecta a la seguridad del resultado y la cantidad de tiempo que emplea el computador. En el caso de los sistemas lineales, el mejor método es el de Tustin<sup>(18)</sup>, que permite hacer una aproximación bastante aceptable cuando se manejan las ecuaciones de “n-ésimo” orden representativas de los mismos (caso de los filtros digitales).

- e) Manipulación de las entradas y salidas de la máquina.
- f) Hacer intervenir en el momento adecuado de la simulación “rutinas” realizadas por el constructor del computador digital: funciones especiales, integrales, etc.

##### 5. SIMULACIÓN DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN.

Hemos dicho en la introducción que cualquier sistema se puede representar esquemáticamente como indica la figura 1. Desmenuzándolo y dando un paso adelante en el campo conceptual se puede llegar a modelos como los indicados en las figuras 16, 17 y 18.

Cada uno de los bloques representativos de estos modelos exige un “subprograma” dentro del “programa” general, figura 19.

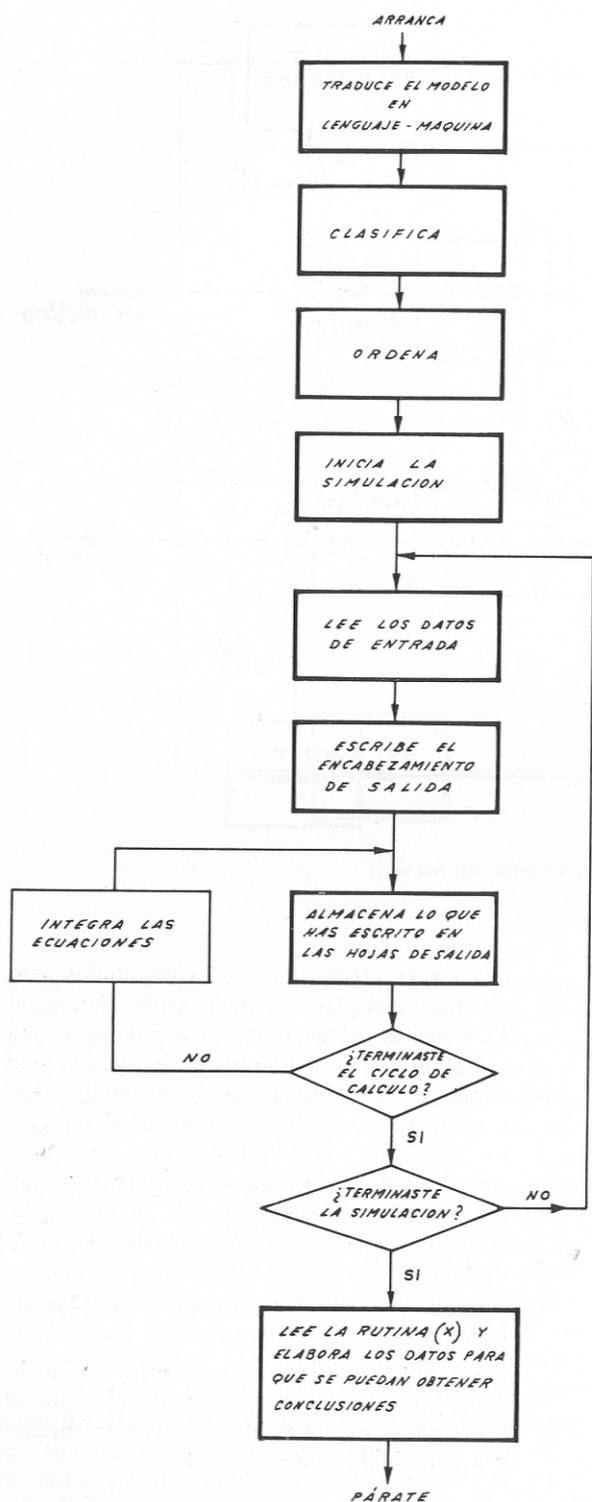


FIGURA 15.

Diagrama de flujo de la conversación hombre-máquina.

En el caso de los sistemas analógicos, los parámetros que necesitamos para la simulación y que podemos introducir en el programa pueden ser los siguientes:

a) Relativos a la información a transmitir:

- Anchura de banda de su espectro.
- Frecuencia de muestreo (velocidad).

b) Relativos a la señal modulada:

- Portadora modulada en frecuencia, por ejemplo: valor de la frecuencia central normalizada, desviación en Hz., etcétera.

c) Relativos a los mo-demoduladores:

- Índice de modulación.

d) Relativos a los filtros de transmisión y recepción (Paso-banda):

- Frecuencia central.
- Anchura de banda en puntos de caída de 3 dB.

Para los sistemas digitales, análogamente:

a) Relativos a la secuencia a transmitir:

- Duración del "bit" de información. Definimos así la velocidad de transmisión.
- Número de "bits" transmitidos.

b) Relativos a la señal moduladora:

- Ciclo de rendimiento ("duty cycle").

c) Relativos al filtro de recepción.

- Frecuencia central.
- Anchura de banda en puntos de caída de 3 dB.

d) Circuitos de decisión:

- Valor que se toma como referencia para hacer una decisión entre dos estados posibles en el caso de comunicaciones binarias.

Manteniendo variable uno de ellos y viendo qué sucede con los otros o haciendo el juego que nos convenga a nuestros intereses, "experimentaremos" el mejor sistema sin haberlo construido.

Ejemplo:

Consideramos el caso concreto de un sistema de F. M. El PROGRAMA está escrito en lenguaje "Fortran", que es el normalmente usado en las máquinas IBM 7094. Esto quiere decir que el tiempo de simulación del sistema (al nivel más elemental)—0,12 minutos—es mayor que el empleado por una IBM 360/44.

El sistema a simular en este caso lo representamos como indica la figura 20. Describimos a continuación las características del mismo:

- La información a transmitir será un mensaje función del tiempo, con estadística de tipo gaussiano.
- La perturbación será un ruido aditivo gaussiano blanco de banda limitada.
- El filtro de recepción (F. I.) tendrá un polo y será un circuito resonante.

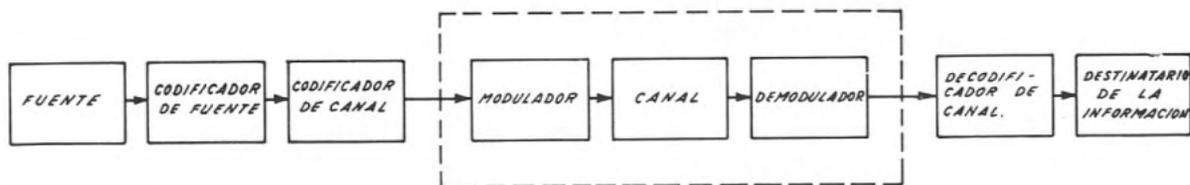


FIGURA 16.

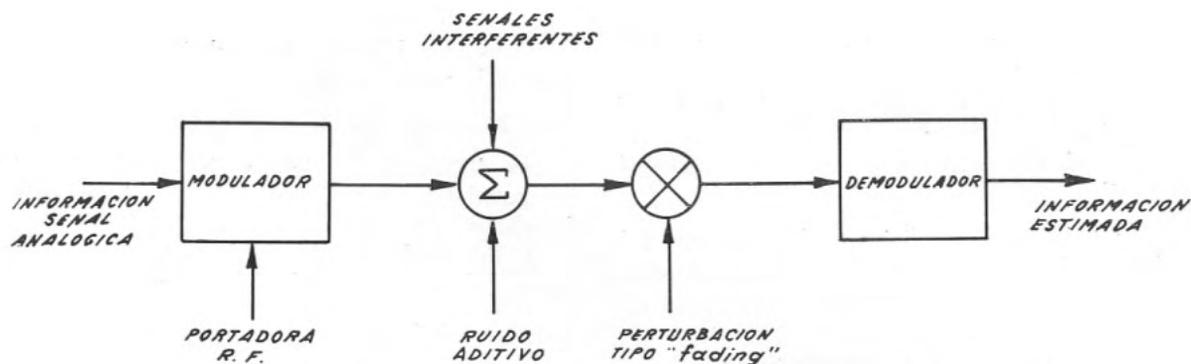


FIGURA 17.—“Modelo” para un sistema analógico (Bloques incluidos en el recuadro a trazos de la figura 16).

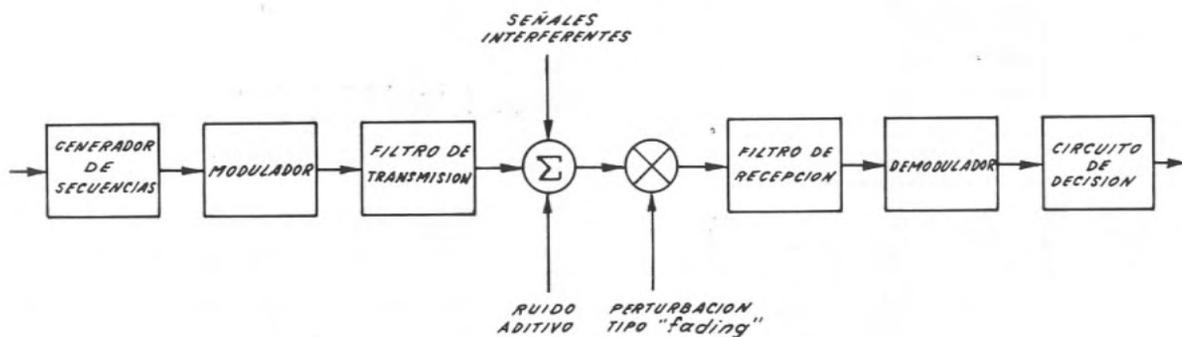


FIGURA 18.—“Modelo” parcial de un sistema digital (Bloques comprendidos en el recuadro de la figura 16).

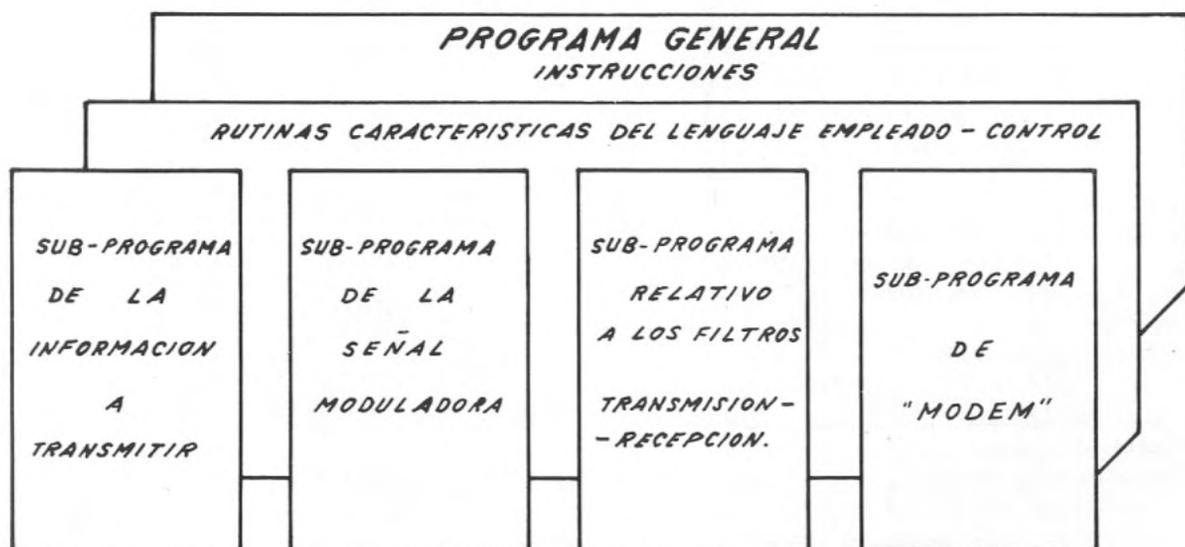


FIGURA 19.

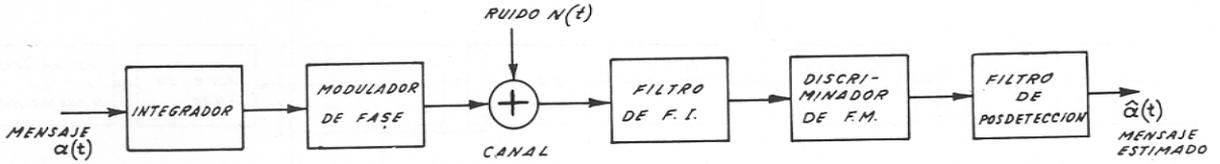


FIGURA 20.—Sistema de F. M.

- El discriminador será uno convencional (lineal en la zona de detección).
- El filtro de posdetección puede ser uno de tipo ideal (Wiener) que minimice el error cuadrático medio entre la salida que se obtiene y el mensaje que se transmite.

Con todas estas condiciones obtenemos unos límites teóricos para el caso concreto que deseamos.

Variando las hipótesis de trabajo, podemos ver cuál es la nueva función:

$$(S/N)_{\text{salida}} = f(S/N)_{\text{entrada}}$$

Los diagramas de flujo y de los circuitos del computador para la simulación del filtro son los indicados en las figuras 21 y 22.

El PROGRAMA que escribimos lo comprobó Castellani en <sup>(13)</sup> para los valores siguientes:

Índice de modulación  $\beta = 10 \quad 25 \quad 50$   
 Anchura de banda del filtro.....  $\omega_{FI} = 150 \quad 350 \quad 500$  rad/seg.  
 Periodo de muestreo.  $\left\{ \begin{matrix} T \\ 2,5 \times 10^{-3} \end{matrix} \right\} \times 9 \times 10^{-4} \quad 6,28 \times 10^{-4}$  seg.

(La varianza, en este caso, es inversamente proporcional a la relación S/N de salida del demodulador)

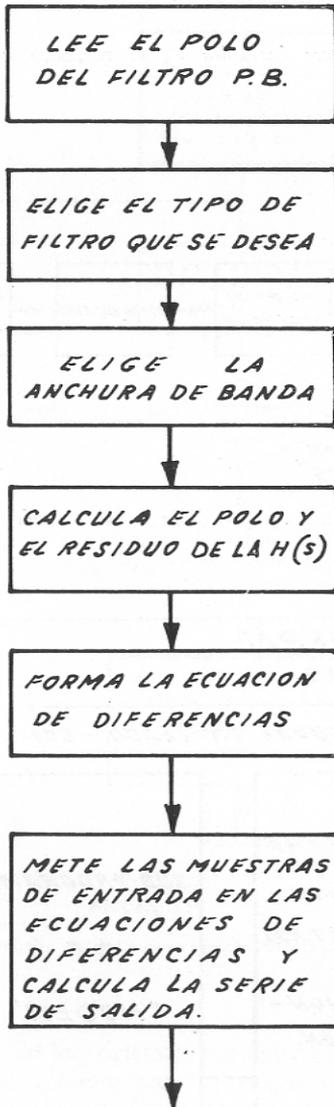


FIGURA 21.

Diagrama de flujo de la simulación del filtro.

```

C
DIMENSION VAR (500)
100 FORMAT (4E 15.)
101 FORMAT (1P2E25.6||||)
102 FORMAT (1I5,1P3E25.6)
C
C READ DATA
C
C READ 100, WH, DT, BETA, SNR, NRUNS,
ITER
PRINT 101, BETA, SNR
C
C PRELIMINARY CALCULATIONS
C
TWOPI = 6.2831853
MCHECK = 0
CNORM = ITER
SCL = SQRTF (1./(DT*SNR))
AA = SQRTF (2.*DT)
CC = EXPF (-DT)
DD = BETA*DT
PIER = WH*DT
PP = EXPF (-PIER)
AB = BETA*SQRTF (SNR)
CK = SQRTF (0.5* (AB-0.5))
DK = SQRTF (0.5* (AB+0.5))
CCKK = CK*DT
DDKK = DK*DT
FF = (AA**2)/(AB+1.+2.*DK)
GG = EXPF (-DDKK)
DD1 = (DT*FF*GG*SINF(CCKK))/CK
DD2 = 2.*GG*CDSF(CCKK)
DD3 = -GG**2
C
C SIMULATION
C
10 DO 11 N = 1,NRUNS
DO 12 M = 1,ITER

```

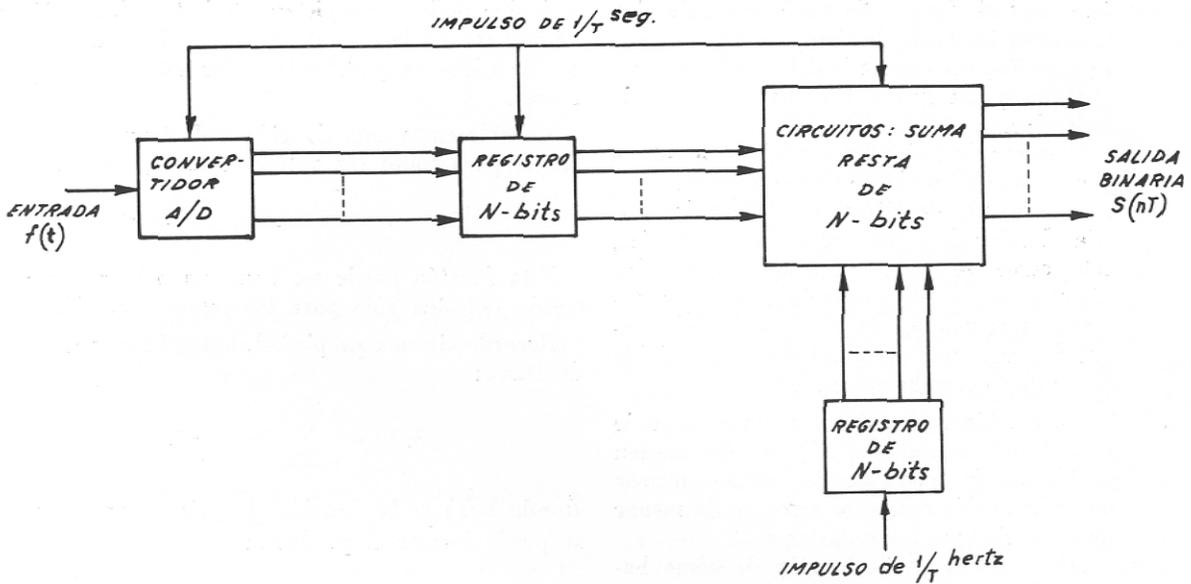


FIGURA 22.—Construcción del filtro digital en la máquina.

```
CALL GAUSS 3 (U,V,W,TWOPI,MCHECK)
UNOISE = SCL*U
VNOISE = SCL*V
AMESS = AA*W+CC*AMESS
TETA = DD*AMESS+TETA
XR = PIER*(COSF(TETA)+UNOISE)
XI = PIER*(SINF(TETA)+VNOISE)
OUTRE = XR+PP*OUTRE
OUTIM = XI+PP*OUTIM
BIG = OUTRE**2+OUTIM**2
```

C

DEMODULATION

C

```
DSD = (OUTIM*OUTREI-OUTRE*OUTIM)
      1)/(DD*BIG)
OUTREI = OUTRE
OUTIMI = OUTIM
ESTI = EST
DSO1 = DSO
```

C

VARIANCES

C

```
12 VAR(N) = VAR(N)+(EST-AMESS)**2
VAR(N) = VAR(N)/CNDRM
SUM = SUM+VAR(N)
AN = N
CUM = SUM/AN
OSNR = 1./CUM
11 PRINT 102,N,VAR(N),CUM,OSNR
END (1,1,0,0,0,1,1,0,1,0,0,0,0,0)
```

## 6. ERRORES.

Cuando revisamos el "programa" que hemos escrito, encontramos errores de diversos tipos. Pueden ser debidos a la escritura de la "gramática" u "ortografía" de las tarjetas perforadas; a un mal uso de las tarjetas de control; a una programación deficiente, o a errores de simulación.

### 6-1. Errores de simulación:

Son los más importantes de todos los que se pueden encontrar cuando se trabaja con los computadores. Si el estudio-proyecto de un sistema no es óptimo, esto es debido a las limitaciones de la "herramienta". Cuando se habla de *modelos*, pretendemos que exista la mayor semejanza posible a la situación física que se desea reemplazar. En una simulación con *modelos* homomórficos como los que hemos descrito, es importante la determinación del grado de homomorfismo que se puede obtener para conseguir los resultados que se desean. Las limitaciones que introducen error en la simulación son las siguientes:

- Las conversiones analógico-digital y digital-analógico. Aquí realizamos un muestreo. Es obvio decir que el error depende de la velocidad de muestreo: cuanto más alta sea la velocidad, más pequeño es este error. No obstante, se debe llegar a un compromiso, ya que un aumento de la velocidad se traduce en más tiempo de computador.
- Las debidas a los *filtros digitales*. Los filtros se construyen manejando los circuitos del computador a través de nuestro "programa". Por tanto, los errores se producen a causa de las limitaciones del computador. Son de dos tipos: el de truncamiento y el de redondeo.

El primero nace como consecuencia de las integraciones que realiza la máquina usando cualquier método de resolución de las ecuaciones de diferencias. Con el método de Tustin este error es mínimo por las características inherentes al método, pero tiene la desventaja de que tiende a acumu-

larse con el tiempo. Se puede controlar haciendo el intervalo de tiempo suficientemente pequeño, pero surge la dificultad del apartado a) y un nuevo tipo de error: el de redondeo.

El error de redondeo es debido a que el computador sólo puede trabajar con un número limitado de cifras. La "memoria" nos fija el valor de estas cifras. En la práctica, este error se reduce haciendo todos los cálculos en "doble precisión", es decir, tomando una palabra de la memoria del computador con una longitud de "bits" doble de la que normalmente se emplea.

- c) La conversión de las muestras en el lenguaje digital del computador. De nuevo surgen problemas de "cuantización" de las formas de onda analógicas. Este error es de menor importancia que los anteriores.

Todos estos errores serán función de cómo hayamos hecho la programación. El ingeniero tendrá que jugar con la consideración económica y de tiempo. De todas maneras, siempre será más rentable que construir el sistema y luego hacerle modificaciones de forma empírica y aleatoria.

## ANEXO 1

### TRANSFORMACIÓN-Z

Los sistemas analógicos (continuos en la función que representa sus características) se pueden analizar en el campo complejo  $s$  con la transformación de Laplace, donde

$$s = \sigma + j\omega$$

Los sistemas discretos lineales se tratan con una herramienta matemática que lleva el nombre de «transformación en el plano  $z$ », donde  $z$  es un círculo de radio 1 (siempre en el plano complejo) y que tiene como expresión:

$$z = e^{j\omega T}$$

Este tipo de transformación es válido para la resolución de "ecuaciones de diferencias" con coeficientes constantes, que son las que caracterizan los sistemas lineales discretos.

#### Definición.

Recibe el nombre de transformada- $z$  de la función  $f(t)$  la expresión:

$$F(z) \triangleq \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) \cdot z^{-n}$$

De la misma forma que existe en otro tipo de transformadas, la inversa, se puede definir aquí la "transformada inversa  $z$ ":

$$f(nT) \triangleq \frac{1}{2\pi j} \int_P X(z) \cdot z^{n-1} \cdot dz$$

Ambas definen completamente la transformación- $z$  de una secuencia discreta. Veamos ahora una prueba de cómo se podrían generar estas dos expresiones.

Consideremos una función del tiempo  $f(t)$  definida para todos los valores  $t = nT$ , donde:

$$0 < n < \infty \quad (\text{entero}) \quad T = \text{cte}$$

Esta función puede ser continua o bien una sucesión definida sólo para los puntos  $t = nT$ .

Recordando una propiedad de las funciones delta de Dirac:

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT)$$

donde  $\delta(t)$  es la función de primer orden <sup>(21)</sup>, se puede formar el producto:

$$f(t) \cdot \delta_T(t)$$

cuya representación mecánica más sencilla sería:



Entonces

$$f_c(t) = f(t) \cdot \delta_T(t) ,$$

donde  $f_c(t)$  es ahora una función obtenida por muestreo de  $f(t)$ , y formada por una sucesión de impulsos en los instantes  $t = nT$ , y teniendo un área de valor  $f(nT)$

$$\begin{aligned} f_c(t) &= f(t) \cdot \delta_T(t) = f(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT) = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT) \cdot \delta(t - nT) \end{aligned}$$

Si se aplica la transformada de Laplace a esta función y se tiene en cuenta que para  $n < 0$  debe ser  $f(nT) = 0$  se llega al resultado:

$$\begin{aligned} F_c(s) &= \int_0^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT) \cdot \delta(t - nT) \cdot e^{-sT} \cdot dt = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) \cdot e^{-sT} \end{aligned}$$

expresión que es función de la variable compleja  $s$ .

Haciendo un cambio de variable definido por  $e^{sT} \triangleq z$ , resulta una función de la variable  $z$ , que es la transformada  $z$  de la función  $f(t)$ .

El lector interesado en los problemas de convergencia de este tipo de transformada puede ver la referencia <sup>(4)</sup>.

*Propiedades.*

a) Es un operador lineal.

$$Z [f_1 (t) + f_2 (t)] = Z [f_1 (nT)] + Z [f_2 (nT)]$$

$$Z [a \cdot f (t)] = a \cdot Z [f (t)]$$

b)

$$Z [f (t + kT)] = Z^k \cdot Z [f (t)] - \sum_{j=1}^k z^j \cdot f [(k-j) T]$$

(El lector interesado en otras propiedades y en la demostración de estas últimas puede consultar la bibliografía referente al tema.)

*Aplicaciones.*

a) Solución de ecuaciones de diferencias con coeficientes constantes.

Recordemos previamente algunas notas de cálculo numérico

$$\Delta [f (nT)] = f [(n + 1) T] - f (nT)$$

$$E [f (nT)] = f [(n + 1) T]$$

donde  $\Delta$  es el operador diferencia y  $E$  es el operador traslación. Podemos escribir entonces:

$$\Delta [f (nT)] = E [f (nT)] - f (nT) = (E - 1) \cdot f (nT)$$

$$\Delta^2 [f (nT)] = (E^2 - 2E + 1) f (nT) = (E - 1)^2 \cdot f (nT)$$

aplicando el operador  $\Delta$ ,  $m$  veces, resulta una expresión operativa

$$\Delta^m = (E - 1)^m$$

Cualquier ecuación lineal de orden  $m$  puede escribirse:

$$\sum_{j=0}^n d_j \cdot \Delta^j \cdot f (mT) = G (mT)$$

donde  $G(mT)$  es una función conocida.

Esta última ecuación se puede escribir de otras dos maneras:

$$\sum_{j=0}^n c_j \cdot E^j [f (mT)] = G (mT)$$

c)

$$\sum_{j=0}^n a_j \cdot f [(m-j) T] = \sum_{i=0}^k b_i \cdot g [(m-i)T]$$

donde tanto  $c_j$  como  $a_j$  serán combinaciones lineales de los coeficientes  $d_j$ .

Aplicando la transformación- $z$  a ambos miembros de la última ecuación y recordando que para  $t < 0$  se debe verificar que:  $f(t) = g(t) = 0$ , llegamos a

$$\sum_{j=0}^n a_j \cdot z^{-j} \cdot F (z) = \sum_{i=0}^k b_i \cdot z^{-i} \cdot G (z)$$

$$F (z) = G (z) \cdot \frac{\sum_{i=0}^k b_i \cdot z^{-i}}{\sum_{j=0}^n a_j \cdot z^{-j}}$$

Tomando la transformación inversa y después de unos breves pasos matemáticos obtengo:  $f(mT)$ .

ANEXO 2

GENERADOR DE NÚMEROS ALEATORIOS.

Se habla siempre de números aleatorios, pero es necesario decir que sólo existen números pseudoaleatorios, es decir, el punto de partida es siempre determinístico. De aquí el nombre de "pseudoaleatorios", al que no se refiere casi nunca la literatura. En la referencia (22) existe en el último capítulo toda una teoría sobre estos generadores. En la referencia (23) se da una explicación de los diversos métodos a nivel intuitivo y más sencilla. Aquí esbozaremos cómo se originan los números pseudoaleatorios gaussianos.

Como dijimos en el apartado 3-c-3, todos los computadores tienen una rutina de "generación de números aleatorios" distribuidos uniformemente en el intervalo  $[0,1]$ . De esta distribución de probabilidad podemos obtener dos variables aleatorias independientes con distribución gaussiana normalizada: media cero y varianza unitaria.

En 1959, Muller (23), obtuvo las fórmulas que nos generan dos variables aleatorias a partir de una distribuida uniformemente:

$$U = \sqrt{-2 \cdot \ln x} \cdot \cos (2 \pi z)$$

$$V = \sqrt{-2 \cdot \ln x} \cdot \sen (2 \pi z)$$

donde  $x$  y  $z$  son las variables que nos da el computador jugando convenientemente con los "registros a saltos" (en la literatura anglosajona, "shift register"), (24), en una posición de memoria del computador que nosotros elegimos.

*Conclusiones.*

Pretendimos dar una visión general del diseño de sistemas de comunicación desde el punto de vista actual.

Las ideas que nos han guiado al hacer esta publicación han sido la de abatir el empirismo en el diseño de sistemas y la de estimular al lector-ingeniero en la profundización de estas nuevas técnicas que usa el ordenador electrónico.

En una próxima ocasión se describirá el uso de nuevas "herramientas": estadísticas (estadística de los valores extremos) y determinísticas (variables de estado), para poder tratar problemas de transmisión-recepción. Se pretende con ellas mayor rapidez y economía.

Por lo que se refiere al caso de canales en los que se plantean problemas debidos a perturbaciones de tipo multiplicativo, existen solamente soluciones a nivel de diseño de señal a transmitir, pero no de todo un sistema. Ha sido en el año 1969 cuando se ha construido un programa para canales que varían con el tiempo (situaciones de "fading" y dispersivos), pero cuyo precio es de decenas de

millones de pesetas. Es todavía un campo abierto a la investigación.

#### Agradecimiento.

Doyle las gracias al doctor ingeniero V. Castellani

por facilitarme el conocimiento de estas técnicas y permitirme reproducir una parte del programa de simulación de su tesis defendida en el MIT. Agradezco al grupo de Comunicaciones sus ideas sobre este tema.

#### BIBLIOGRAFIA

1. C. E. SHANNON: "The mathematical theory of communication", B. S. T. J., 1948.
2. G. A. KORN: "Random-Process simulation and measurements", Mc. G. H., 1966, pp. 67, 74, 176.
3. IBM Data Processing Application-Telephone Information System Reference Model 1966.
4. GOLD and RADER: "Digital Processing of signals", Mc. G. H., 1969, pp. 28-29.
5. MRI Symposium on computer processing in communications. P. I. B., N. Y., April 1969.
6. International seminarydigital processing signals, Polytechnic Zurich, March 1970.
7. V. D. LANDON: "The band-pass-low-pass analogy". Proc. IRE, vol. 24, December 1936.
8. E. C. CHERRY: "The transmission characteristics of asymmetric-sideband communication networks", Jour. IEEE, March 1942-June 1943.
9. R. A. MANSKE: "Computer simulation of narrowband systems", IEEE Trans. on computers, vol. C-17, April 1968.
10. R. W. ZAORSKI: "Digital wireline channel simulator", IEEE International Conference Communications, June 1969, Colorado.
11. F. F. KUO, J. F. KAISER: "System analysis by digital computer", John Wiley and sons, 1966.
12. Special issue on "Digital filters" IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, September 1968.
13. V. CASTELLANI: "Digital computer simulation of an FM Band-dividing demodulator", Th. M. S., MIT 1965.
14. "Alta Frecuenza", núm. 11, 1967.
15. CHU: "Digital simulation of continous systems", Mc. G. H., 1969, p. 4.
16. M. S. CORRINGTON: "Simplified calculation of transiente response", Proc. IEEE, March 1965.
17. CASTELLANI, DOGLIOTTI, S'AGOSTINO: "Digital simulation methods in communications system analysis", II C, Génova, 1969.
18. H. R. MARTENS, ALLEN: "Introduction to systems theory", Ed. Merrill, 1969, pp. 558-559.
19. SCHAWARZ, BENNET and STEIN: "Communications systems and techniques", Mc. G. H., pp. 285-286.
20. BIGLIERI, CASTELLANI, PENT: "Introduzioni alla teoria statistica delle comunicazioni", IET, Politecnico di Torino, cap. 12, 1969.
21. S. O. RICE: "Mathematical analysis of random noise", B. S. T. J., 23, 1944.
22. R. DEUTSCH: "Systems analysis techniques", Prentice Hall, 1969.
23. M. E. MULLER: "A comparison of methods for generating normal deviates on digital computers", J. ACM, vol. 6, pp. 376-383, 1959.
24. W. W. PETERSON: "Error-correcting codes", 1961, pp. 118-124, Press MIT.
25. S. C. GUPTA: "Delta function", Transactions IEEE Education, 1964.

#### Simulación en general.

- GOODE: "Simulation its place in systera design", Proc. IRE II, 1951.
- A. PAPOULIS: "Anew method of analysis of sampled data systems", Trans. IEEE, November 1959.
- ZAORSKI: "Simulation of analog demodulation systems", M. S. Th., MIT, 1965.
- O'NEAL: "Delta modulation quanting noise analytical and computer simulation. Results for gaussian and T. V. input signals", B. S. T. J., 1966, n.º 1.
- SCHWARTZ, RICHMAN: "Extremal statistics in computer simulation of digital communication systems", Proc. Spring Joint computer, 1968.
- VAN TREES: "State-variable techniques in detection problems", Proc. IEEE, May 1970.

#### Transformación-z.

- JURY: "Theory and applications of the z-transform method", John Wyley, 1964.
- HELM: "The z-transform", B. S. T. J., vol. 38, 1959.

#### Filtros digitales.

- Audio and Electroacoustics, June 1969, "Special issue on Fast Fourier transform".
- BYKOV: "Digital modelling of processes in linear and non-linear continuos systems", *Radio Engineering*, n.º 5, 1968.
- GOLD and RAEDER: "Digital processing signals", Mc. G. H., 1969.

# EXPLOTACION BIDIRECCIONAL DE CIRCUITOS

Por JESUS LOPEZ POUSADA

Ingeniero de Telecomunicación.  
Laboratorios ITT, de Standard Eléctrica, S. A.

## 1. GENERALIDADES.

Un circuito unidireccional solamente puede ser tomado en uno de sus extremos y cursar tráfico en una sola dirección. Un circuito bidireccional puede ser tomado en sus dos extremos y cursar tráfico en ambas direcciones. Para una ruta determinada con un tráfico dado, el menor número de circuitos necesario se obtendrá cuando todos sean bidireccionales. Sin embargo, el equipo terminal es más caro en el caso de circuitos bidireccionales y, por tanto, la solución más económica para un tráfico y una probabilidad de pérdida determinados consistirá en encontrar una combinación de circuitos uni y bidireccionales tal, que el coste total de circuitos, más equipo de central, sea mínimo. Es evidente que esta combinación depende no sólo de la relación entre los tráficos en las dos direcciones, sino también del valor absoluto de estos tráficos. En ciertas circunstancias, el tráfico bidireccional punta será menor que la suma de los dos tráficos punta unidireccionales.

Otro factor a considerar es que en la explotación bidireccional existe cierto peligro de doble captura. La iniciación de llamadas en los dos terminales, dentro del tiempo necesario para ocupar el circuito, hace posible que la misma línea sea tomada al mismo tiempo en los dos terminales.

En distintos ejemplos expuestos en este artículo se usa como unidad de medida de tráfico el Erlang. Se define el número de Erlangs de tráfico cursado por un grupo de circuitos como el número medio de circuitos que se encuentran simultáneamente ocupados en dicho grupo.

## 2. CAPACIDAD PARA CURSAR TRÁFICO.

Desde el punto de vista de tráfico, está claro que la explotación bidireccional proporciona una mayor capacidad para cursar tráfico que la unidireccional. Por ejemplo, ocho circuitos bidireccionales pueden cursar doble tráfico que dos grupos de cuatro unidireccionales, si la probabilidad de pérdida es igual a 0.005 y la hora punta en ambas direcciones es la misma.

Esta diferencia en capacidad para cursar tráfico aumenta a medida que disminuye el número de circuitos y la probabilidad de pérdida y viceversa.

La ventaja que se obtiene es todavía mayor si las horas cargadas en las dos direcciones no coinciden, porque el tráfico total en la hora cargada bidireccional, para el que habrá que calcular el número de circuitos bidireccionales, es menor que la suma de los tráficos en cada dirección en las horas cargadas unidireccionales.

Por tanto, tienen lugar dos efectos: mejor eficiencia de los circuitos cuando se usa un grupo entero bidireccional, en lugar de dos grupos separados más pequeños, y absorción del desequilibrio que exista en cada momento en los tráficos unidireccionales. El primer efecto prevalece en los grupos pequeños, mientras que el segundo es el más importante en grupos grandes.

Un inconveniente de la explotación bidireccional es que la ruta se hace más sensible a sobrecargas y a desviaciones respecto a los datos de tráfico estimados. Este es un resultado natural del mayor rendimiento con que se usan los circuitos, como sucede en redes con rutas alternativas.

A efectos de cálculo, una combinación de circuitos uni y bidireccionales puede considerarse como un "grading" de dos grupos, en el que el número de circuitos unidireccionales es igual al número de individuales y el número de circuitos bidireccionales es igual al número de comunes. Así, pueden usarse los métodos normales para el cálculo de "gradings" y teniendo en cuenta sus limitaciones.

Por ejemplo, el admitir como equivalente un "grading" simétrico implica admitir que las horas cargadas en ambas direcciones coinciden, y es precisamente cuando no coinciden dichas horas cargadas cuando es más eficaz la explotación bidireccional.

Si antes de un grupo mixto de circuitos unidireccionales y bidireccionales existe, además, alguna forma de "grading", se presentan complicaciones fuertes en los cálculos matemáticos y la solución exacta a este problema puede requerir procesos de simulación.

### 3. DOBLE CAPTURA.

La doble captura puede tener lugar cuando se produce la toma de un circuito bidireccional en sus dos extremos dentro de un intervalo de tiempo llamado tiempo peligroso, que es el tiempo que transcurre desde el instante en que la línea es tomada para cursar una llamada hasta el instante en que queda bloqueada para llamadas que se originen en el otro extremo.

Este tiempo peligroso, que depende de los procedimientos de señalización y conmutación utilizados, será tanto mayor cuanto mayor sea el tiempo de propagación de las señales. Desde el punto de vista económico, resulta evidente que, por ser la finalidad de la explotación bidireccional el aumentar el rendimiento de los circuitos, su máxima utilidad tendrá lugar en el caso de circuitos de larga distancia, que es precisamente en los que el riesgo de doble captura es mayor, debido a los mayores tiempos de propagación.

La probabilidad de doble captura aumenta rápidamente a medida que aumenta el valor de la probabilidad de pérdida admitida. Por ejemplo, en un grupo mixto consistente en tres circuitos unidireccionales en cada dirección y 12 circuitos bidireccionales, el número de dobles capturas cuando se trabaja con una probabilidad de pérdida de 0,1 es alrededor de seis veces mayor que cuando se trabaja con una probabilidad de pérdida de 0,005.

#### 3.1. Doble captura y equipos terminales.

Para detectar una doble captura, la señal de invitación a transmitir que contesta a la señal de toma debe ser diferente de la señal de toma, lo que sucede siempre que se usa señalización multifrecuencia entre registradores. Cuando se produzca una recepción casi simultánea de señales de toma en los dos extremos, ambos terminales permanecerán esperando por la invitación a transmitir. En estos casos, temporizaciones normales o especiales en los registradores darán lugar a que se produzca automáticamente un segundo intento o bien a que se envíe un tono al abonado.

El equipo terminal bidireccional es en todos los casos más simple con señalización de línea de tipo continuo que con señalización de línea de tipo impulsivo, porque sólo tendrá que detectar presencia o ausencia de señal, pero no medir longitud o número de impulsos. Este aspecto, que también es importante en explotación unidireccional, presenta todavía mayor importancia en explotación bidireccional.

Para minimizar el peligro de doble captura, si se emplea exploración secuencial, ésta deberá efectuarse en sentido contrario en los dos extremos del grupo de circuitos bidireccionales, con lo que la doble captura sólo podrá tener lugar en el último circuito libre. Esto es muy importante en circuitos largos y caros, tales como los de cables submarinos. Se han desarrollado dispositivos experimenta-

les para eliminar el riesgo de doble captura, basados en que un extremo tenga prioridad sobre el otro por medio de temporizaciones especiales en ambos extremos.

Se puede producir a veces doble inhibición con bloqueo simultáneo, con lo que el circuito se considerará ocupado en los dos extremos y se pasará a explorar otro circuito en los dos terminales, dejando libre el circuito anterior.

#### 3.2. Probabilidad de doble captura.

Es posible calcular el número probable de dobles capturas. El estudio puede llevarse a cabo calculando la probabilidad de que tenga lugar una doble captura.

La probabilidad de que una llamada determinada origine una doble captura en un circuito bidireccional determinado  $i$  es:

$$P_i = \frac{T_i}{T} \cdot \frac{t}{1 - T_i}$$

Siendo:

$T_i$  — Fracción de la hora cargada durante la cual el circuito  $i$  está ocupado.

$T$  — Tiempo de ocupación medio por llamada, en horas.

$t$  — Tiempo peligroso.

El número probable de llamadas que ocasionarán doble captura puede expresarse por la fórmula siguiente:

$$N = \frac{t}{T^2} \sum_{i=1}^{i=a} \frac{T_i^2}{1 - T_i} = K \frac{t}{T^2}$$

Siendo  $a$  el número de circuitos bidireccionales. La cantidad:

$$K = \sum_{i=1}^{i=a} \frac{T_i^2}{1 - T_i}$$

depende del número de circuitos bidireccionales y de la probabilidad de pérdida. Conociendo el tráfico ofrecido al grupo de circuitos bidireccionales puede calcularse el parámetro  $T_i$  con la ayuda de las tablas de tráfico, y el parámetro  $K$  puede tabularse. En la deducción de esta fórmula se ha supuesto que cada circuito bidireccional cursa el mismo tráfico en cada dirección. La fórmula puede aplicarse tanto a exploración secuencial como a exploración aleatoria.

En el caso de usarse exploración secuencial en sentido contrario en los dos extremos, la fórmula puede recalcularse y, naturalmente, la probabilidad de doble captura sería muchísimo menor.

#### 3.3. Algunos resultados para circuitos cortos.

En circuitos cortos, con enlaces típicos que utilizan señales de corriente continua o de baja frecuencia, el tiempo peligroso es alrededor de treinta o cuarenta milisegundos.

Los siguientes ejemplos pueden considerarse como típicos dentro de este campo de aplicación:

- En grupos de 20 o menos circuitos bidireccionales, trabajando con una probabilidad de pérdida de 0.005, se producirá, en el peor de los casos, una doble captura cada quince horas cargadas. Por tanto, es posible despreñar en estos casos la probabilidad de doble captura.
- En sistemas rurales típicos, las pequeñas centrales terminales tienen una capacidad de alrededor de 30 líneas de abonado y unos tráficos por línea (original, más terminal) que oscilan entre 0.05 y 0.1 Erlangs. Si la probabilidad de pérdida que se admite en los circuitos de unión con la central principal es 0.005, el tiempo medio de ocupación para uno de estos circuitos estará comprendido entre 0.15 y 0.25 horas, para los casos extremos de suponer que el tráfico a través de la central principal es el 80 por 100 y el 20 por 100, respectivamente, del tráfico total de esos abonados. El caso más desfavorable dentro de estos márgenes, por lo que respecta a la doble captura, es, naturalmente, el de mayor ocupación, es decir, 0.25 horas por circuito. Con estos valores, el número de dobles capturas en la hora cargada, admitiendo un tiempo peligroso igual a cincuenta milisegundos y un tiempo medio de ocupación por llamada igual a cien segundos, resulta ser igual a 0.03. Esto significa una doble captura cada treinta y tres horas cargadas, lo que es despreñable. Para un tiempo de ocupación por llamada igual a doscientos segundos se producirá una doble captura cada ciento treinta horas cargadas.

#### 4. ASPECTO ECONÓMICO.

El objeto de la explotación bidireccional es obtener un mejor rendimiento de los circuitos y, por tanto, un ahorro en el número de los mismos. Sin embargo, la explotación bidireccional implica costes adicionales en el equipo terminal, costes que dependerán del sistema de señalización y del tipo de equipo de conmutación usados, así como de las medidas que se introduzcan para evitar o disminuir los casos de doble captura. Estos costes son mayores para señalización de línea impulsiva que para señalización continua. De hecho, en diseños reales se puede ver que el número de relés de que consta un enlace unidireccional es doble en el caso de señalización impulsiva, y esta diferencia resultará probablemente mayor en el caso de enlaces bidireccionales. Por tanto, con señalización impulsiva se tendrán no sólo costes más elevados para ambos tipos de enlaces, sino también mayores diferencias entre los costes de enlaces unidireccionales y bidireccionales.

La relación entre los costes totales de circuitos bidireccionales y unidireccionales es, en general, menor a medida que el circuito es más largo. Estos

costes incluyen los costes de fabricar, instalar y conservar no sólo el circuito, sino todos los elementos que sean distintos o adicionales en los equipos terminales bidireccionales con respecto a los unidireccionales.

Aunque unos cálculos muy exactos no encierran gran significado debido a las variaciones y el carácter aproximado de los costes y datos de tráfico, así como de aspectos relacionados con la señalización que resultan difíciles de valorar, se esboza a continuación una forma simplificada de calcular la combinación más económica de circuitos unidireccionales y bidireccionales.

Se incluye una tabla y unas curvas que proporcionan la reducción que se obtiene en el coste total usando combinaciones óptimas para diferentes tráficos y relaciones de coste. Se incluye asimismo una serie de tablas que muestran el ahorro de circuitos bajo diversas condiciones.

##### 4.1. Cálculo teórico del número óptimo de circuitos.

Se debe emplear un procedimiento de aproximaciones sucesivas, aplicando repetidamente el principio econométrico de Moo. Es decir, en la situación óptima el coste de cursar un Erlang más a través de los circuitos unidireccionales debe ser igual al ahorro obtenido al no tener que cursarlo a través de los circuitos bidireccionales.

Partiendo de un valor aproximado del "factor de mejora" para el grupo de circuitos bidireccionales,  $F_3$ , los números de circuitos unidireccionales en cada dirección  $R_1$  y  $R_2$  vienen relacionados con el número de circuitos bidireccionales  $R$  por las igualdades

$$\begin{aligned} \frac{A_1}{C} [E_{r_1}(A_1) - E_{r_1+1}(A_1)] &= \\ &= \frac{A_2}{C} [E_{r_2}(A_2) - E_{r_2+1}(A_2)] = \\ &= \frac{A}{K} [E_r(A) - E_{r+1}(A)] = \frac{F_3}{K} \end{aligned}$$

Siendo:

$$F_3 = A [E_r(A) - E_{r+1}(A)]$$

$c$  — Coste de un circuito unidireccional.

$K$  — Coste de un circuito bidireccional.

$A_1$  y  $A_2$  — Tráficos en cada dirección.

El valor de partida para  $F_3$  suele estar comprendido entre 0.8 y 0.9.

A continuación se calcularán los "parámetros aleatorios equivalentes" de acuerdo con las teorías de Wilkinson, y con ellos se hallará el número de circuitos bidireccionales necesarios para que la probabilidad de pérdida sea menor que el valor deseado. Si este número es suficientemente próximo al valor de partida ( $\pm 5$  por 100), no es necesario repetir el proceso. En el peor de los casos, no serán necesarias más de dos o tres aproximaciones suce-

sivas, ya que lo normal es que los mínimos sean muy planos en esta clase de problemas. Las variaciones de coste en torno al valor mínimo son pequeñas.

Al aplicar las teorías de Wilkinson a este problema existe una limitación, debida al hecho de que el método sólo se puede aplicar con seguridad cuando las probabilidades de pérdida en ambas direcciones son del mismo orden de magnitud ( $\pm 10$  por 100), y en algunos casos puede interesar proporcionar mejor probabilidad de pérdida en una dirección que en la opuesta. Si se da este caso, el problema de optimación resulta mucho más complicado y la economía obtenida con explotación bidireccional es menor. O lo que es lo mismo, el número óptimo de circuitos bidireccionales es tanto menor cuanto mayor sea la diferencia entre las probabilidades de pérdida admitidas en una y otra dirección.

#### 4.2. Algunos resultados para circuitos cortos.

Se dan a continuación algunos ejemplos que pueden considerarse típicos para grupos pequeños de circuitos cortos, con señalización por corriente continua o de baja frecuencia:

- Para una distancia de cuatro kilómetros, 20 circuitos unidireccionales costarán alrededor de un 14 por 100 más que una combinación de 10 unidireccionales y siete bidireccionales. La capacidad para cursar tráfico con una probabilidad de pérdida de 0,05 es la misma en ambos casos.
- Para un tráfico igual a 4 Erlangs deben usarse grupos de 10 a 14 circuitos. El coste con 14 circuitos unidireccionales es alrededor de un 16 por 100 mayor que el coste de una combinación de seis circuitos unidireccionales y cinco bidireccionales, para distancia de cuatro kilómetros.
- A modo de regla muy general puede decirse que resulta económicamente ventajoso usar combinaciones de circuitos unidireccionales y bidireccionales en los enlaces entre las subcentrales y centralitas privadas de abonado cuando la longitud de estos enlaces es superior a dos kilómetros. Este mismo resultado es válido, en general, para conexiones rurales.

#### 4.3. Tablas.

Se ha elaborado una extensa colección de tablas indicando el número de circuitos de cada tipo que son necesarios bajo diversas condiciones. Estas tablas se encuentran a disposición de las personas interesadas. Unos pocos ejemplos de estas tablas, dentro de un margen limitado de valores, se dan al final de este artículo.

### 5. SITUACIÓN ACTUAL.

La explotación bidireccional se usa ampliamente en los Estados Unidos, donde los circuitos interur-

banos son bidireccionales. En relación con esto es muy importante observar que en Norteamérica la señalización de línea es de tipo continuo, lo que simplifica la explotación bidireccional. Por otra parte, existen en este país distancias grandes y notables diferencias en las horas cargadas.

En Europa se utilizan normalmente señales de línea de tipo impulsivo, con las que el equipo terminal bidireccional no es tan sencillo. En los sistemas de señalización C. C. I. T. T. números 3 y 4, usados para el servicio internacional en Europa, las señales de toma se contestan con señales de invitación a transmitir que son de la misma frecuencia y, por tanto, dichos sistemas no resultan adecuados para explotación bidireccional.

La implantación del T. A. S. I. (Time Assignment Speech Interpolation) en el cable telefónico entre Europa y América motivó la introducción del sistema de señalización C. C. I. T. T. número 5, que incluye, entre otras características, distintas frecuencias para las señales de toma e invitación a transmitir. Como el T. A. S. I. puede en ocasiones llegar a recortar los quinientos milisegundos iniciales de las señales de toma, el tiempo peligroso a efectos de doble captura puede en los casos extremos llegar a ser de seiscientos milisegundos, más el tiempo de propagación y el tiempo de respuesta del receptor. Si se produce una doble toma se recibirá la misma frecuencia que se está transmitiendo y se realizará automáticamente un segundo intento para establecer la llamada.

En las prácticas norteamericanas, si se produce doble captura, la señal de toma (connect) será considerada como la de reconocimiento de toma (delay dialling), y si no se recibe una señal de invitación a transmitir (start dialling) antes de treinta o cuarenta segundos, los registradores realizarán un nuevo intento. La Administración sueca especifica un segundo intento después de una "temporización" de tres segundos.

Aparte de los sistemas T. A. S. I. y de los enlaces vía satélite, en la mayoría de los casos no se toma ninguna medida especial contra la doble captura y la "temporización" normal de registrador liberará la conexión. Se han desarrollado, no obstante, disposiciones encaminadas a evitar la doble captura con diversas condiciones de señalización que reducen prácticamente a cero la probabilidad de doble captura.

En el momento actual en Europa se usan prácticamente sólo circuitos unidireccionales, aunque se han diseñado equipos terminales bidireccionales para la mayor parte de los sistemas de conmutación usados en los distintos países europeos. En los circuitos rurales de los países escandinavos y de la Unión Soviética se ha usado bastante la explotación bidireccional. En el momento actual el British Post Office desarrolla su red automática interurbana sobre la base de usar sólo circuitos bidireccionales en los grupos con menos de 10 circuitos, combinaciones de circuitos uni y bidireccionales para los grupos de 10 a 20 circuitos y sólo circuitos unidi-

reccionales en los grupos de más de 20 circuitos.

El sistema de señalización C. C. I. T. T. número 6 se especifica teniendo en cuenta, entre otros factores, la posibilidad de explotación bidireccional eficiente y sin riesgos, lo que será posible debido a la elevada velocidad obtenida usando para señalización un sistema de transmisión de datos de alta velocidad por canal separado.

Finalmente, las prácticas seguidas en los Estados Unidos pueden resumirse como sigue:

- Los circuitos interurbanos son en general bidireccionales. Sin embargo, se considera que en algunos casos resulta ventajoso usar grupos mixtos de circuitos unidireccionales y bidireccionales.
- En ningún caso el número de circuitos bidireccionales es menor que la tercera parte del número total de circuitos del grupo. Prevalce el principio de que la división de un grupo en subgrupos limita la accesibilidad, reduciendo el rendimiento total, a menos que se añadan circuitos adicionales, calificados como de "penalización". Una proporción de circuitos bidireccionales menor de la indicada representaría un número rápidamente creciente de circuitos de "penalización" y, por otra parte, disminuye la capacidad del grupo para aceptar diferencias entre los tráficos unidireccionales.
- Como regla general, cuando el desequilibrio entre los tráficos unidireccionales en la hora cargada total sobrepasa la relación 60—40, sólo deben usarse circuitos bidireccionales. Cuando este desequilibrio no sobrepasa la relación 60—40, el número de bidireccionales puede reducirse al 50 por 100 del total del grupo. Cuando el desequilibrio es despreciable, el número de circuitos bidireccionales puede llegar a ser sólo el 33,3 por 100 del total del grupo, pero nunca menor.
- El número de circuitos de "penalización" que es necesario añadir como consecuencia de la división de un grupo en dos subgrupos se encuentra tabulado con toda amplitud en los manuales del Bell System.
- No se recomienda usar grupos unidireccionales desiguales en cada dirección, aunque se empleen en algún caso.
- El tráfico que puede cursar una combinación de X circuitos unidireccionales en cada dirección e Y circuitos bidireccionales se calcula por medio de la siguiente relación empírica:

$$\text{Cap. de } (2X + Y) : \frac{2X + Y}{X + Y} \cdot \text{Cap. de } (X + Y)$$

TABLA I

AHORRO EN EL COSTE TOTAL, USANDO COMBINACIONES OPTIMAS DE CIRCUITOS UNIDIRECCIONALES Y BIDIRECCIONALES

Probabilidad de pérdida: 0,01.

La comparación se hace para diversas relaciones de coste y con respecto al caso de usar sólo circuitos unidireccionales.

Tráficos en Erlangs.

Tráficos unidireccionales	Número de circuitos unidireccionales	DISPOSICION OPTIMA		Ahorro en el coste total — Porcentaje	
		Número de circuitos unidireccionales	Número de circuitos bidireccionales		
1.—Relación de coste, 0,9	1,25	9,5	0	7	24,7
	2,55	14,1	0	11	18,1
	5,2	22,4	0	18	15,6
	10,05	34,4	6	24	9,3
	15,1	47,2	14	28	8,05
	19,9	59,2	20	33	7,6
	25,25	71,6	30	35	6,7
	30,2	82,4	38	38	5,4
2.—Relación de coste, 0,9	1,25	9,5	0	7	18,2
	2,5	14,0	2	9	14,2
	5,0	21,6	6	12	10,5
	10,2	35,6	14	17	7,6
	15,25	47,9	24	19	6,1
	20,0	59,3	34	20	5,2
	25,3	72,0	44	22	4,94
	30,3	82,8	45	23	4,0
3.—Relación de coste, 0,85	1,15	9,1	2	5	13,3
	2,65	14,7	6	6	11,1
	5,25	22,66	10	9	8,8
	10,0	34,3	20	11	6,9
	15,05	47,6	30	13	4,8
	20,2	60,15	42	13	4,6
	25,1	71,2	52	14	3,9
	30,05	82,2	62	15	3,1
4.—Relación de coste, 0,80	1,0	8,7	4	3	10,9
	2,55	14,1	8	4	7,8
	5,15	22,2	12	7	6,6
	10,25	35,8	24	8	5,03
	15,3	48,1	36	8	4,3
	20,0	59,3	46	9	3,4
	25,25	71,6	58	9	3,2
	30,35	83,0	68	10	3,0
5.—Relación de coste, 0,6	1,0	8,7	4	3	4,7
	2,3	13,4	10	2	4,1
	5,25	22,6	16	4	3,9
	10,05	34,4	30	3	3,4
	15,3	48,1	40	5	2,0
	20,4	60,2	52	5	1,7
	25,45	71,8	64	5	1,1
	30,55	83,3	74	6	0,9

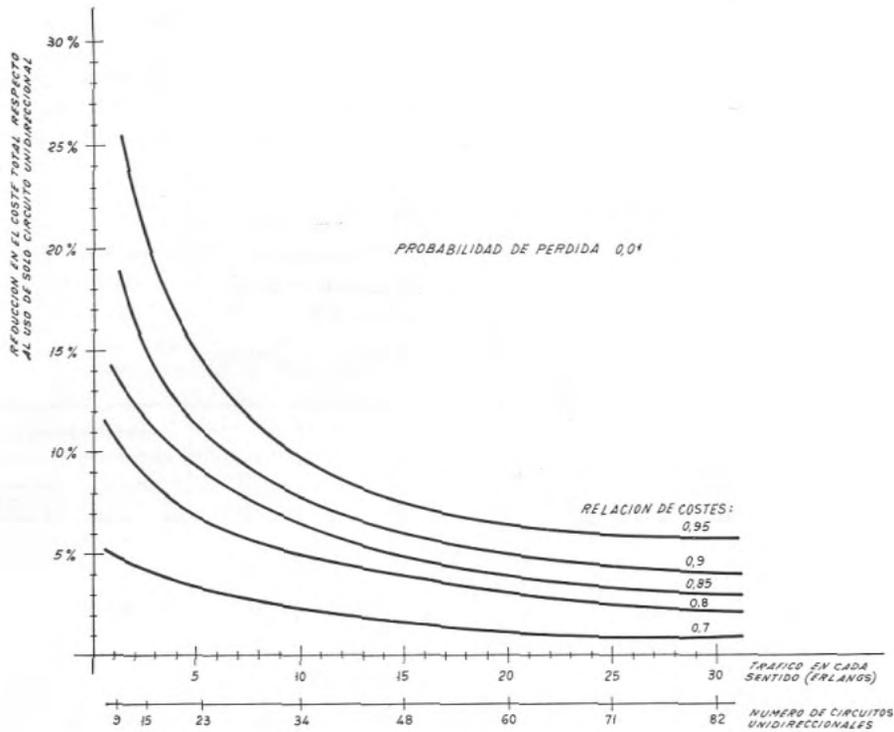


FIGURA 1.

TABLA II

COMPARACION ENTRE CIRCUITOS UNIDIRECCIONALES Y BIDIRECCIONALES DESDE EL PUNTO DE VISTA DE SU CAPACIDAD PARA CURSAR TRAFICO

Probabilidad de pérdida: 0,02.

Los tráficos son iguales y tienen la misma hora cargada en ambas direcciones.

Tráficos en Erlangs.

Tráfico bidireccional	Número de circuitos bidireccionales	Número de circuitos unidireccionales	Ahorro de circuitos — Porcentaje
6	12	16	25,0
8	14	18	22,2
10	17	20	15,0
12	19	24	20,8
14	21	26	19,2
16	24	28	14,3
20	28	34	17,6
24	33	38	13,2
28	37	42	11,9
32	42	48	12,5
36	46	52	11,6
40	50	56	10,7
44	55	62	11,3
48	59	66	10,6
52	63	70	10,0
56	67	74	9,5
60	71	78	9,0
70	82	90	8,9
80	92	100	8,0
90	103	112	8,1

TABLA III

COMPARACION ENTRE CIRCUITOS UNIDIRECCIONALES Y BIDIRECCIONALES DESDE EL PUNTO DE VISTA DE SU CAPACIDAD PARA CURSAR TRAFICO

Probabilidad de pérdida: 0,02.

Tráficos iguales en ambas direcciones. Cuando el tráfico bidireccional es máximo, la diferencia entre los tráficos unidireccionales llega al 5 por 100 del tráfico bidireccional total.

Tráficos en Erlangs.

Tráfico bidireccional	Número de circuitos bidireccionales	Número de circuitos unidireccionales	Ahorro de circuitos — Porcentaje
6	12	16	25,0
8	14	18	22,2
10	17	22	22,8
12	19	24	20,8
14	21	26	19,3
16	24	30	20,0
20	28	34	17,7
24	33	40	17,5
28	37	44	15,9
32	42	50	16,0
36	46	54	14,8
40	50	58	13,8
44	55	64	14,1
48	59	68	13,4
52	63	72	12,5
56	67	78	14,1
60	71	82	13,4
70	82	94	12,8
80	92	104	11,5
90	103	116	11,2
100	113	126	10,3

TABLA IV

COMPARACION ENTRE CIRCUITOS UNIDIRECCIONALES Y BIDIRECCIONALES DESDE EL PUNTO DE VISTA DE SU CAPACIDAD PARA CURSAR TRAFICO

Probabilidad de pérdida: 0.02.

Tráficos iguales en ambas direcciones. Cuando el tráfico bidireccional es máximo, la diferencia entre los tráfico unidireccionales llegan al 10 por 100 del tráfico bidireccional total.

Tráfico en Erlangs.

Tráfico bidireccional	Número de circuitos bidireccionales	Número de circuitos unidireccionales	Ahorro de circuitos — Porcentaje
6	12	16	25,0
8	14	20	30,0
10	17	22	22,8
12	19	24	20,8
14	21	26	19,2
16	24	30	20,0
20	28	36	22,2
24	33	42	21,5
28	37	46	19,6
32	42	52	19,2
36	46	56	17,8
40	50	62	19,4
44	55	66	16,6
48	59	72	18,0
52	63	76	17,1
56	67	82	18,3
60	71	86	17,4
70	82	98	16,3
80	92	110	16,4
90	103	120	14,2
100	113	132	14,4

TABLA V

COMPARACION ENTRE CIRCUITOS UNIDIRECCIONALES Y BIDIRECCIONALES DESDE EL PUNTO DE VISTA DE SU CAPACIDAD PARA CURSAR TRAFICO

Probabilidad de pérdida: 0.02.

Tráficos iguales en ambas direcciones. Cuando el tráfico bidireccional es máximo, la diferencia entre los tráfico unidireccionales llega al 20 por 100 del tráfico bidireccional total.

Tráfico en Erlangs.

Tráfico bidireccional	Número de circuitos bidireccionales	Número de circuitos unidireccionales	Ahorro de circuitos — Porcentaje
6	12	16	25,0
8	14	20	30,0
10	17	24	29,2
12	19	26	27,0
14	21	30	30,0
16	24	32	25,0
20	28	38	26,3
24	33	44	25,0
28	37	50	26,0
32	42	54	22,2
36	46	60	23,3
40	50	66	24,2
44	55	72	23,6
48	59	76	22,4
52	63	82	23,2
56	67	86	22,1
60	71	92	22,8
70	82	104	21,2
80	92	118	22,0
90	103	130	20,8
100	113	142	20,4

Los 101 números hasta ahora editados

de la

REVISTA DE

TELECOMUNICACION

han sido impresos en los

Talleres Tipográficos

Sucesores de Rivadeneyra, S. A.

Paseo Onésimo Redondo, 26

Teléfono 2 47 23 00

# PASADO, PRESENTE Y FUTURO DE LOS DISPOSITIVOS ELECTRONICOS

Por ANTONIO LUQUE LOPEZ

Doctor Ingeniero de Telecomunicación.  
Catedrático de Electrónica I de la E. T. S. I. T.

El primer instrumento que podríamos calificar de dispositivo electrónico es, quizá, el primitivo tubo de rayos catódicos, desarrollado por Braun (1) en 1897, pero verdaderos dispositivos electrónicos, creados para realizar una función específica en circuitos eléctricos fueron, unos años después, la «válvula» o diodo de vacío realizado por Fleming (2) en 1904 y el importantísimo «audió», triodo de vacío, creado por De Forest (2) en 1906. Con nuestra actual mentalidad podríamos, sin duda, calificar también de dispositivo electrónico al primitivo detector de cristal de silicio, desarrollado por Pickard (2) también en 1906.

Aunque hubo que vencer varias dificultades antes de poder aplicar con eficacia estos dispositivos a la naciente técnica de las comunicaciones radioeléctricas, el triodo de vacío constituyó desde la primera mitad de la década, que comenzó en 1910, un dispositivo capaz de revolucionar toda una rama de la física, como era la electricidad.

Con el triodo de vacío, la telegrafía sin hilos se convirtió en radiodifusión, es decir, pasó de ser sólo un medio de comunicaciones, manejado por unos pocos, a situarse al alcance del gran público, y el impacto económico que esto produjo permitió los grandes gastos de investigación —de estilo totalmente moderno—, que dieron lugar al desarrollo de otros tubos que en determinadas condiciones podían resultar más adecuados. Así, en 1926, Jobst y Tellegen (1) desarrollaron el pentodo y más tarde, en 1938, Schade (1), el tetrodo de haces.

En 1930, la industria electrónica era en los Estados Unidos, Alemania, Inglaterra y Francia una industria ya poderosa. Ese año se vendieron en Estados Unidos del orden de 20 millones de dólares en tubos electrónicos (figura 1).

Con los esfuerzos por desarrollar redes eficaces de comunicaciones inalámbricas militares en el período inmediatamente anterior a la II Guerra Mundial, se realizó un gran avance en el campo de las microondas, desarrollándose tubos de microondas, de los cuales es preciso citar, por su interés, el klystron, desarrollado por R. N. Varian y S. F. Varian en 1938 (3), y que fue se-

guido de una serie de nuevas investigaciones que convirtieron los tubos de microondas en dispositivos altamente especializados.

Otra área en el que el tubo electrónico tuvo un importante desarrollo fue la de la electrónica industrial, cuyo primer problema fue seguramente el de la rectificación electrónica de grandes potencias. En este área fue de gran importancia el empleo de tubos rellenos de plasma gaseoso. Puede considerarse que entre estos dispositivos de thyatron de Hull y Langmuir, desarrollado en 1929 (4), inició una nueva concepción en el manejo, control y regulación de la energía eléctrica.

## EL TRANSISTOR

En este período, entre los años 10 y los 40, en que hemos asistido al nacimiento y desarrollo del dispositivo electrónico, y, con él, de la Electrónica, se produjo un espectacular avance en el conocimiento de la naturaleza de la materia, y de un modo particular del estado sólido. Así, tras la enunciación, en 1924, por De Broglie de su mecánica ondulatoria y su perfeccionamiento, en 1926, por Schrödinger, y en 1927 por Heisenberg, siguió un período en el cual se aplicaron los nuevos conocimientos al estudio de los sólidos. Tras los trabajos de Hartree, Fock, Slater, Seitz y otros varios investigadores, puede decirse que en 1940 se habían echado las raíces de la nueva teoría de sólidos, cuyo desarrollo continúa aún en nuestros días.

Con este nuevo bagaje de conocimientos fundamentales algunos investigadores se propusieron estudiar más a fondo los fenómenos relacionados con el antiguo detector de cristal de silicio de Pickard (5), que había sido prácticamente abandonado, durante tres décadas, ante el empuje de los dispositivos de vacío. Estos estudios se emprendieron en la Bell Telephon, sobre silicio, y en la Universidad de Purdue, sobre germanio, material éste de análogas características a las del silicio y de más fácil manipulación, debido a su inferior punto de fusión. El éxito coronó estas investigaciones cuando, en 1947, Bardeen y Brat-

tain (6) pudieron anunciar el desarrollo de un triodo semiconductor: el «transistor».

Pese a que la gloria de la invención no le estuvo reservada, es Shockeley el más genial de los investigadores que trabajaron en este área, el primero que realmente pudo explicar en 1949 (7) el funcionamiento del transistor y quien ideó el transistor de dos uniones en la forma que se emplea en la actualidad. En 1950, Shockeley publicó (8) un libro destinado a los ingenieros electrónicos, con una especie de vulgarización de la teoría de semiconductores y una explicación bastante detallada de una larga serie de dispositivos semiconductores experimentales, entre los cuales estaba el actual transistor.

El transistor es quizá una de las invenciones más importantes del presente siglo, al haber abierto camino a la miniaturización, que permite «procesar» información en cantidades que jamás pudieron ser sospechadas y a costos bajísimos.

## TECNOLOGIAS DEL SILICIO Y DEL GERMANIO

Las primitivas técnicas que se usaron con cierta amplitud en la fabricación de uniones fueron las de aleación (1950) (9) y unión crecida (1951) (10), pero de estas técnicas sólo la primera fue lo suficientemente económica como para dar lugar a transistores comerciales. Transistores de germanio construidos por esos procedimientos siguen empleándose aún hoy día y fueron los más usuales hasta la primera mitad de los 60. Desgraciadamente, esta técnica proporciona un pobre control de los parámetros del transistor y la dispersión de las características de estos dispositivos ha sido proverbial en los pasados años.

La repercusión económica de los transistores fue enorme; en 1952 se venden en Estados Unidos del orden de 40 millones de dólares en dispositivos semiconductores. El transistor gana en seguida el mercado del gran público y el primer receptor de transistores —artículo cuya aceptación es de todos conocida— fue lanzado al mercado por la firma Regency, en 1954 (2).

Como puede apreciarse en la figura, el crecimiento del mercado de los semiconductores es espectacular —mucho más rápido que el de los tubos— en la década de los 50 y la primera mitad de los 60.

El deficiente control de los procesos de producción de uniones p-n en semiconductores trae consigo un esfuerzo considerable en poner a punto otras técnicas para producir uniones en semiconductores. Así, en 1956 (11), Tanenbaum y Thomas ponen a punto una técnica de difusión de impurezas para producir uniones p-n; en 1961, Theverer (12) relata una técnica de crecimiento «epi-axial» de uniones p-n. La formación de uniones por implantación iónica —«dopaje» por bombardeo de iones— fue realizada con éxito por primera vez por Alvager y Hansen, en 1961, aunque la idea primitiva (13) parece que se

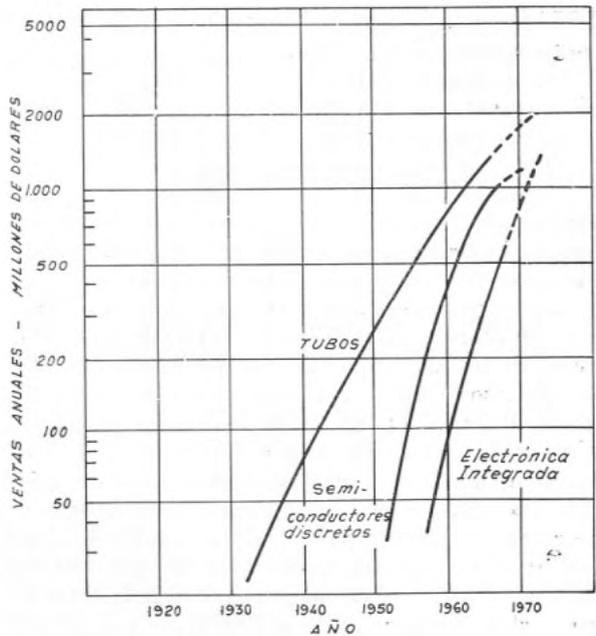


FIGURA 1.—Crecimiento de la tecnología de los componentes activos en la industria electrónica. (IEEE Spectrum, Junio 1969.)

debió a Shockeley, en 1954. Este método se encuentra todavía en una fase experimental.

Sin embargo, realizar un dispositivo semiconductor no es sólo controlar unas uniones, sino que es preciso dar a éstas una geometría adecuada. Este control de geometría prácticamente inexistente en los transistores de aleación comenzó en los de difusión con la tecnología «mesa» (es decir, ataque químico preferencial de zonas) y adquirió su pleno desarrollo en la técnica «planar», presentada por J. A. Hoerni en 1960 (14), y objeto de una patente asignada a Fairchild Semiconductors.

El impacto de esta técnica planar ha sido enorme, pues ha hecho posible la integración, que seguramente va a producir una revolución de características aún insospechadas.

## OTROS DISPOSITIVOS

Gracias a todos los perfeccionamientos tecnológicos mencionados, ha sido posible realizar sobre mono-cristales semiconductores estructuras complejas, con varias uniones p-n y geometría controlada con precisión, que han permitido realizar una serie de funciones específicas, dando lugar a nuevos dispositivos semiconductores. Muchos de éstos nacieron de primitivas ideas habidas en los primeros momentos del transistor. Así la idea de Shockeley (15) del transistor de filamento dio lugar al actual transistor uniunión (U. J. T. o bibase), desarrollado en 1964 (16) por Bluhm y Sylvian; el transistor con una tercera unión p-n para lograr lo que Shockeley llamaba (8) multiplicación del colector (p-n-p-n hook transistor) dio lugar a toda la serie de dispositivos p-n-p-n: diodos Shockeley, S. C. R.,

TRIAC, etc., desarrollada por Moll (17) y sus colaboradores desde 1956.

Los dispositivos de efecto de campo, de interés creciente hoy en día, surgieron también basados en una idea publicada por Shockeley en 1952 (18), dando finalmente lugar en 1960 (19) a los actuales MOST, dispositivos de efecto de campo con puerta aislada, llamados a desempeñar un brillante papel en los ordenadores de las llamadas tercera y cuarta generaciones.

Junto con estos dispositivos que podríamos llamar ideados de primera hora surgieron otros basados en un conocimiento más profundo aún de los procesos básicos del semiconductor; de este modo, Esaki (20), en 1958, desarrolla el diodo túnel y Johnston, De Loach y Cohen (21) desarrollan, en 1964, un diodo, generador de microondas, basado en unos efectos de resistencia negativa producidos por la interacción entre avalancha y tiempo de tránsito de los portadores en una unión inversamente polarizada, efecto que había sido analizado previamente por Shockeley (22), en 1954. Este dispositivo se conoce hoy bajo el nombre de diodo IMPATT (Impact avalanche transit time).

## OTROS SEMICONDUCTORES

También a la vez que las investigaciones acerca de estructuras, se emprendieron investigaciones para poner a punto la tecnología de nuevos semiconductores capaces de dar lugar, ya sea a nuevos dispositivos, ya sea a mejorar los existentes. De este modo se viene prestando especial atención a los semiconductores III-V, de los que el más importante es sin duda el As Ga, siguiéndoles en interés el SbIn y el AsIn.

Estos nuevos materiales semiconductores se caracterizan, entre otras cosas, por tener una elevada movilidad de electrones, lo que en principio los hace muy apropiados para su empleo en microondas. Si a esto se une la existencia de una movilidad incremental negativa, debida a su peculiar estructura de bandas, resulta que simples pastillas de GaAs pueden funcionar como generadores de microondas. El hecho fue primeramente puesto de manifiesto por Gunn (23), en 1963, y son hoy día dispositivos basados en este efecto una de las fuentes de potencia en microondas más prometedoras.

Debido también a la elevada movilidad de los electrones en los semiconductores III-V, el efecto Hall, conocido desde 1879, ha podido ser aplicado a fines prácticos con los generadores de efecto Hall, hacia mediados de la década de los 50 (24).

## ELECTRÓNICA CUANTICA

Basándose en ideas totalmente distintas de las que hemos manejado hasta ahora: en la llamada emisión estimulada de radiación, Gordon, Zeiger y Townes (25) realizaron, en 1955, un amplificador de microondas de excepcionales cualidades (entre ellas, un bajo nivel de ruido), que

denominaron M. A. S. E. R. (Microwave amplifier by stimulated emission of radiation). Más adelante, en 1960, Maiman (26), usando un cristal de rubí como medio activo, realizó el primer maser con funcionamiento a frecuencias ópticas, que se denominó maser óptico, o L. A. S. E. R. (Light amplifier by stimulated emission of radiation). Fue el primer generador de luz coherente que ha existido. Las perspectivas científicas y técnicas de estos dispositivos son muy grandes y consecuentemente el esfuerzo de investigación desarrollado sobre estos temas ha sido enorme, uno de los mayores de los últimos tiempos. A pesar de las variadas e interesantes aplicaciones que se han encontrado ya para estos dispositivos, su aprovechamiento como dispositivo electrónico, en que primitivamente se pensó, no ha podido todavía ser llevado todo lo lejos que se quisiera, debido a dificultades tecnológicas.

Aunque el efecto laser se ha encontrado hoy en sólidos, gases y aun líquidos, uno de los avances más importantes ha sido seguramente la obtención de efecto laser en uniones p-n (27) de AsGa, bajo condiciones de polarización directa, ya que la simplicidad en el suministro de energía al dispositivo hace de él un elemento muy manejable y eficiente. Desgraciadamente, este tipo de laser no es el que mejores características podría presentar, por lo cual parte de sus ventajas quedan anuladas.

## INTEGRACION

Durante la segunda mitad de la década de los 50 surgió en la mente de muchos investigadores el interés que había de tener el realizar, en pequeño tamaño y encapsulado como un transistor, no ya solamente este dispositivo, sino también un circuito electrónico constituido por él y por otros componentes pasivos: resistencias, condensadores, etc. Probablemente, el primer circuito construido sobre un bloque de silicio, con transistores, diodos y resistencias interconectados fue realizado por J. Kilby en la Texas Instruments, en 1958 (28), pero fue con la aparición de la técnica planar (1960) con lo que el circuito integrado pudo ser verdaderamente desarrollado, de manera que hacia la mitad de la década de los 60 el circuito integrado puede ya ser ofrecido al público con suficientes garantías.

La respuesta de la industria electrónica al circuito integrado es increíble. El número de circuitos integrados vendidos en Estados Unidos (28) es de 9,5 millones en 1965, de 30 millones en 1966, de 80 millones en 1967 y se estima que sea de 480 millones en 1970, lo que daría lugar a cifras de ventas de más de 1.000 millones de dólares en dicho año.

Por otra parte, según van perfeccionándose las técnicas usadas, el número más rentable de componentes por circuito integrado crece. Así, si en 1966 se calculó que el coste óptimo se obtenía (28) con 70 componentes por circuito, este

número se estima en 1.000 para 1970 y en 5.000 para 1972.

La realización de grandes circuitos, ya más que circuitos subsistemas, es lo que se denomina la L. S. I. (Large scale integration). En la actualidad, los ordenadores de la llamada cuarta generación, aún en desarrollo, se caracterizan fundamentalmente por el empleo de tales subsistemas.

De este modo el circuito integrado trae consigo una profunda revolución en la estructura de la industria electrónica. En efecto, la integración es la posibilidad de realizar electrónica, en gran cantidad, con mínimo tamaño y a precios irrisorios. La integración es, pues, un fenómeno económico, pero un fenómeno económico que, como la revolución industrial (con la que, unida a las técnicas de informática, es posiblemente comparable), trae consigo profundos cambios científicos y técnicos.

## PERSPECTIVAS FUTURAS

Los problemas que plantean en un futuro próximo las actuales innovaciones electrónicas son de índole diversa, según consideremos dos áreas ya bien diferenciadas. Por una parte, la investigación de nuevos dispositivos, y por otra, la realización de subsistemas por L. S. I., a los que habrá que incorporar los nuevos dispositivos.

En la primera de estas áreas cabe esperar investigaciones acerca de las limitaciones de cada dispositivo, pues aunque parece que en algunos aspectos los actuales dispositivos electrónicos están al máximo de sus posibilidades teóricas (29-30), en otros quedan, probablemente, sustanciales mejoras por llevarse a cabo.

Por otra parte, se está realizando bastante investigación sobre dispositivos metal-semiconductor y dieléctrico-semiconductor. Entre los primeros, gracias a los adelantos en técnicas de alto vacío, pudieron hacerse uniones metal-semiconductor repetibles en 1963 por Kahng (31), que aún se prevé que puedan jugar el mismo papel que los diodos p-n, si bien siendo mucho más veloces. De este modo se han fabricado transistores con el colector metálico o con la base metálica, en fase experimental, además de los ya comercializados diodos Shottky.

Entre los dispositivos dieléctrico-semiconductor, además de los ya citados M. O. S. T., se han desarrollado (32) —también en laboratorio— transistores de efecto de campo sobre substrato aislante, denominados T. F. T. (Thin film transistors).

Combinando estas técnicas se han desarrollado —todavía en fase experimental— estructuras con capas alternadas metal-dieléctrico-metal-dieléctrico-metal, que constituyen los transistores denominados de portadores calientes (33), y que se piensa que pueden resolver los problemas planteados a alta frecuencia y alta velocidad a los transistores convencionales.

Todos estos dispositivos, basados en un más profundo conocimiento de las propiedades de la materia, han de desarrollarse en los próximos años de modo diferente y difícil de predecir en el momento actual, en función de cómo sean capaces de resolver los problemas planteados hoy en día por los actuales dispositivos electrónicos y en función, también, de su capacidad de adaptarse a la integración y a los presentes o futuros métodos de proceso que se hayan de seguir en las industrias de dispositivos.

El otro aspecto de las perspectivas futuras, el de la L. S. I., plantea problemas de enorme trascendencia, ya que su desarrollo ha de implicar, necesariamente, grandes cambios estructurales en la industria electrónica.

En efecto, la estructura tradicional de la producción electrónica (34) se basa en cuatro tipos fundamentales de industrias: fabricantes de materiales, de dispositivos y componentes, de equipos y de sistemas. El primero de estos grupos o escalones, que más bien pertenece a la industria química, suministra los materiales básicos: aislantes, conductores y semiconductores, con los grados de pureza y la estructura deseada. El segundo, se dedica a la producción de cables, componentes pasivos y dispositivos electrónicos, mediante una serie de procesos metalúrgicos, químicos y físicos. El tercero, produce equipos electrónicos, realizados a base de circuitos electrónicos contruidos con materiales adquiridos a las industrias del escalón anterior. Por último, con estos equipos, realizan las industrias del escalón superior sistemas completos de control, comunicación y proceso de datos.

Con esta estructura tradicional se está observando últimamente cierta tendencia a una evolución en virtud de la cual el ámbito antiguamente reservado a las industrias de equipos electrónicos está siendo invadido por las industrias de sistemas, por una parte, y por las de dispositivos, por otra, sobre todo en los mercados de gran público y de control y comunicaciones, de manera que aquéllas se ven obligadas a replegarse hacia el mercado del instrumento de laboratorio, con cifras de venta mucho menores. Seguramente esto se debe, parcialmente al fenómeno de la integración, que hace demasiado fácil, para el fabricante del circuito integrado, lanzar equipos a precios de competencia ventajosa.

Pero el choque de colosos se produce al intentar la industria del dispositivo, atacar a la del sistema mediante la L. S. I. En el reciente Congreso de Microelectrónica, de París, se ha notado esta situación al plantearse el problema de las enormes dificultades actuales de venta del L. S. I., que radica en el hecho de que si el diseño de un circuito por L. S. I. ha de hacerse conjuntamente por el usuario y por el fabricante, aquél tiene que explicar a éste sobre sus sistemas y métodos más de lo que está dispuesto a hacer.

En nuestro país, todas las circunstancias antes dichas tienen una importante repercusión en la

industria electrónica. Para comprobarlo vamos a efectuar un breve análisis comparativo de las importaciones de componentes electrónicos de diversas índoles (tabla II), realizadas a Estados Unidos en 1968 y previstas para 1969 en España y en once países europeos (Bélgica, Luxemburgo, Holanda, Dinamarca, Italia, Francia, Noruega, Suecia, Suiza, Gran Bretaña, República Federal Alemana). En la tabla II podemos observar algunas diferencias de importancia:

a) La cifra española de tubos de imagen importados representa un alto porcentaje, el 16,1 por 100 del total de importaciones, frente al 9,3 por 100 en el resto de Europa. Si se considera que también la producción española de estos elementos es importante, se observa el exagerado peso que tiene la electrónica de consumo en nuestro país.

b) La industria electrónica española importa tubos (9,6 por 100) como elementos activos en una proporción mayor que la europea (5,7 por 100). Esto parece indicar que nuestra industria tiene, en general, un nivel tecnológico más atrasado. En el mismo sentido, el incremento de esta importación entre 1967 y 1968 (de índice 1) es estacionario, lo cual no es favorable si se considera la tendencia europea regresiva (de índice 0,95).

c) El uso de dispositivos semiconductores convencionales es menor en España que en el resto de Europa (7,9 por 100 frente a 11,4 por 100 en las cifras de importaciones), aunque hay una tendencia a disminuir esta diferencia (índices de crecimiento de 1,10 en España frente al 1,03 en Europa).

d) Las industrias de avanzado nivel tecnológico son mucho más escasas en España que en el resto de Europa, según se desprende del escasísimo uso que se hace en nuestro país de dispositivos semiconductores no convencionales y circuitos integrados (0,6 y 0,3 por 100, respectivamente, frente a 3,0 y 2,8 por 100 en Europa), si bien los índices de crecimiento de estas importaciones (1,34 y 2,00 para semiconductores no convencionales y circuitos integrados, respectivamente, frente a 1,13 y 1,51 en Europa), son muy esperanzadores en nuestro país.

e) Tanto en España como en el resto de Europa el índice de crecimiento más alto corresponde a los circuitos integrados, seguido del de los semiconductores especiales.

Vemos, pues, que España, a pesar de algunos defectos en la estructura de su industria electrónica, siente la palpitación acelerada que producen los nuevos dispositivos semiconductores en la industria electrónica internacional.

Por ello, quizá una de las industrias nacionales más competitivas, dentro del ámbito de la electrónica, es, hoy día, la industria nacional del dispositivo electrónico, que, además, goza de una relativa independencia técnica. Creemos que, en líneas generales, esta industria será capaz de desarrollarse en el mercado internacional en la medida en que se den varias circunstancias, entre las cuales está el interés con que nuestras estructuras docentes superiores acojan este importantísimo área de la electrónica.

## REFERENCIAS

- (1) K. R. SPANGENBERG: *Fundamentals of Electron Devices*, p. 3, McGraw (1957).
- (2) W. O. SWINGARD: *The Developtment of The Art of Radio Reveining from the Early 1920's to Present*, "Proc. I. R. E." 50, 1006 (1962).
- (3) J. R. PIERCE: *History of Microwave-tube Art*, "Proc. I. R. E." 50, 979 (1962).
- (4) J. D. COBINE: *The Development of Gas Discharge Tubes*, "Proc. I. R. E." 50, 970 (1962).
- (5) J. M. EARLY: *Semiconductor Devices*, "Proc. I. R. E." 50, 1006 (1962).
- (6) J. BARDEN y W. H. BRATTAIN: *The Transistor: a New Semiconductor Triode*, "Phys. Rev." 74, 230 (1948).
- (7) W. SCHOCKELEY: *The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junctions Transistors*, "Bell Sys. Tech. J." 28, 435 (1949).
- (8) W. SCHOCKELEY: *Electron and Holes in Semiconductors*, Van Nostrand (1950).
- (9) R. N. HALL y W. C. DUNLAP: *p-n Junctions Prepared by Impurity Diffusion*, "Phys. Rev." 80, 467 (1950).
- (10) G. K. TEAL, M. SPARKS y E. BUELER: *Growth of Germanium Single Crystals Containing p-n Junctions*, "Phys. Rev." 81, 637 (1951).
- (11) M. TANENBAUM y D. E. THOMAS: *Diffused Emitter and Base Transistor*, "Bell Sys. Tech. J.", 35, 1 (1956).
- (12) H. C. THEUERER: *Epitaxial Silicon Films by Hydrogen Reduction of Cl<sub>2</sub>Si*, "J. Electroch. Soc." 108, 649 (1961).
- (13) J. F. GIBBONS: *Ion Implantation in Semiconductors*, 56, 295 (1968).
- (14) J. A. HOERNI: *Planar Silicon Transistors and Diodes*, "I. R. E. Electron Devices Meeting", 1960.
- (15) W. SCHOCKELEY, G. L. PEARSON y J. R. HAYNES: *Hole Injection in Germanium-Quantitative Studies and Pilamentary Transistor*, "Bell Sys. Tech. J." 28, 344 (1949).
- (16) V. A. BLUHM y T. D. SYLVAN: *A High Performance Unijunction Transistor Using Conductivity Modulation of Spreading Resistance*, "Solid State Design", 5, 26 (1964).
- (17) J. L. MOLL, M. TANENBAUM, J. M. GOLDOY y M. HOLONYAK: *p-n-p: Transistor Switches*, "Proc. I. R. E." 44, 1174 (1956).
- (18) W. SCHOCKELEY: *A Unipolar Field Effect Transistor*, "Proc. I. R. E." 46, 1374 (1952).
- (19) K. KAHN y M. M. ATALLA: *Silicon-Silicon Dioxide Field Induced Surface Devices*, "I. R. E. Solid State Device Research Conference", Pittsburgh (1960).
- (20) L. ESAKI: *New Phenomenon in Narrow Germanium p-n Junctions*, "Phys. Rev." 104, 603 (1958).
- (21) R. L. JONSTON, B. C. DE LOACH y B. G. COHEN: *A Silicon Diode Microwave Oscillator*, "Bell. Sys. Tech. J." 47, 364 (1964).
- (22) W. SCHOCKELEY: *Negative Resistance Arising from Transit Time in Semiconductor Diodes*, "Bell. Sys. Tech. J.", 33, 799 (1954).

- (23) J. B. GUNN: *Microwave Oscillation of Current in III-V Semiconductors*, "Solid State Comm.", 1, 88 (1963).
- (24) F. SÁEZ VACAS: *Teoría y práctica del generador Hall*, "Cuad. Asoc. Hispano-Francesa Coop. Cien. y Tec." 5 (1967).
- (25) J. P. GORDON, H. J. ZEIGER y C. H. TOWNES: *The Maser-new Type of Microwave Amplifier, Frequency Standard and Spectrometer*, "Phys. Rev." 99, 1264 (1955).
- (26) T. H. MAIMAN: *Stimulated Optical Radiation in Ruby*, "Nature" 187, 493 (1960).
- (27) W. P. DUMKE: *Interband Transitions and Laser Action*, "Phys. Rev." 127, 1559 (1962).
- (28) J. A. MORTON: *Strategy and Tactics for Integrated Electronics*, "Electronics", agosto 1967, pág. 124.
- (29) E. O. JOHNSON: *Physical Limitations on Frequency and Power Parameters of Transistor*, "R. C. A. Rev.", junio 1965, pág. 163.
- (30) E. O. JOHNSON: *Physical Significance of the Power Amplifier Band with Product of an Active Device*, "Proc. I. E. E. E." 53, 1963 (1965).
- (31) K. KAHNAG: *Conduction Properties on an n-type Si Schottky Barrier*, "Solid State Electron", II, 201 (1968).
- (32) P. K. WEIMER: *The T. F. T., a New Thin Film Transistor*, "Proc. I. R. E." 50, 1942 (1962).
- (33) C. A. MEAD: *Tunnel Emission Amplifiers*, "Proc. I. R. E." (1960).
- (34) J. J. SURAN: *A Perspective on Integrated Electronics*, "I. E. E. E. Spectrum", enero 1970, página 67.

TABLA I

CONCEPTOS	MILLONES DE DOLARES				INDICE ANUAL DE CRECIMIENTO		PORCENTAJE EN 1968	
	España		Europa		España	Europa	España	Europa
	1968	1969	1968	1969				
Antenas.....	5,7	5,9	97,5	105,2	1,04	1,08	10,9	4,6
Condensadores.....	5,2	5,7	241,8	260,9				
Bobinas.....	0,9	1,0	57,2	61,8				
Conectores.....	3,1	3,4	111,7	119,6				
Cristales.....	0,4	0,5	21,8	23,8				
Ferritas.....	0,4	0,5	39,2	43,2				
Potenciómetros.....	1,7	1,4	57,9	63,1				
Circuitos impresos.....	0,3	0,4	40,3	42,9				
Resistencias.....	1,2	2,2	107,3	113,5				
Interruptores.....	1,0	1,1	50,7	54,2				
Transformadores.....	4,5	4,9	135,6	144,3				
TOTAL.....	18,7	21,6	863,5	927,3	1,16	1,07	35,8	40,1
Líneas de retardo.....	0,1	0,1	10,0	12,3				
Filtros y redes.....	0,2	0,3	19,5	21,9				
Fuentes.....	1,2	1,3	52,9	57,2				
Relés.....	2,7	2,9	137,4	151,5				
Transductores.....	0,3	0,3	50,0	53,4				
Servos y sincros.....	0,2	0,2	20,2	20,5				
TOTAL.....	4,7	5,1	290,5	316,8	1,09	1,09	9,0	13,2
Altavoces.....	1,8	2,1	45,3	49,9				
Cinta magnética.....	1,3	1,5	44,7	51,4				
TOTAL.....	3,1	3,6	90,0	101,3	1,16	1,13	5,9	4,3
Diodos semiconductores.....	0,6	0,7	57,1	58,6				
Transistores.....	3,5	3,8	186,4	186,4				
TOTAL.....	4,1	4,5	239,2	245,0	1,10	1,03	7,9	11,4
Otros semiconductores.....	0,3	0,4	63,2	71,4	1,34	1,13	0,6	3,0
C. I.....	0,1	0,2	58,7	88,6	2,00	1,51	0,2	2,8
Tubos de recepción.....	5,0	5,0	120,0	114,7	1,00	0,95	9,6	5,7
Tubos de potencia.....	2,1	2,3	118,2	125,1	1,10	1,06	4,0	5,6
Tubos de imagen.....	8,4	8,6	211,7	233,8	1,03	1,11	16,1	9,3
TOTAL.....	52,1	57,2	1.153,8	1.329,4	1,10	1,08	100,1	100,0

Fuente: «Electronics». Diciembre 1968.

# NOTAS BIBLIOGRAFICAS

Por EDITORIAL ARBO, de Buenos Aires, ha sido publicada una nueva edición del MANUAL DE TRANSISTORES, TIRISTORES Y DIODOS RCA - SC-14, cuyo título original es RCA Transistor, Thyristor & Diode Manual SC-14.

La edición, en castellano, ha sido preparada para asesorar a quienes trabajan o experimentan con dispositivos de semiconductores y sus circuitos, resultando muy útil para ingenieros, técnicos, educadores, estudiantes, radioaficionados y todas aquellas personas interesadas en las modernas técnicas de las telecomunicaciones.

Incluye inicialmente explicaciones fácilmente accesibles sobre la teoría básica de los semiconductores, sus aplicaciones e instalación.

Su contenido es el siguiente:

*Materiales, juntas y dispositivos.*—Materiales semiconductores; juntas P-N; flujo de corriente; tipos de dispositivos.

*Transistores bipolares.*—Diseño y fabricación; circuitos básicos, características, polarización; estabilidad del circuito; acoplamiento; funcionamiento en alta frecuencia, conmutación; efectos transitorios.

*Transistores MOS de efecto de campo.*—Teoría del funcionamiento; fabricación; características eléctricas; configuraciones circuitales en general; consideraciones sobre el tratamiento.

*Tiristores.*—Rectificadores controlados de silicio; triacs; diacs; características de compuertas y de conmutación; especificaciones; velocidad de crecimiento para la corriente de estado "SI"; corrientes de mantenimiento y enganche; velocidad crítica de crecimiento para la tensión de estado "NO"; protección contra transitorios; interferencia de radiofrecuencia.

*Rectificadores de silicio.*—Consideraciones térmicas; características; regímenes; protección contra sobrecargas; disposiciones en serie y en paralelo.

*Otros diodos semiconductores.*—Diodos-túnel; varactor de compensación; celdas fotoconductoras; diodos fotoemisores.

*Aplicaciones en sistemas lineales.*—Detección; amplificación; oscilación; conversión de frecuencia;

control automático y multiplicador de frecuencia.

*Deflexión y demodulación en TV cromática.*—Principios fundamentales de la exploración; sincronización; deflexión vertical y horizontal; demodulación de color.

*Control y conmutación de potencia.*—Osciladores no senoidales; reguladores por conmutación; convertidores e inversores; sistema de ignición para automóviles; moduladores de impulso; controles de luces, calefacción y motores.

*Circuitos de computación.*

*Fuentes de alimentación de C. C.*—Rectificación; filtros; reguladores.

*Prueba y montaje.*

*Símbolos.*

*Tabla de selección de semiconductores.*

*Información técnica.*

*Diagramas.*

*Ferretería de montaje.*

*Circuitos.*

---

Por Editorial PARANINFO, de Madrid, ha sido publicada la obra RADIOTECNIA BASICA, de Francisco García Berlanga, profesor de la Escuela de Náutica de Bilbao.

Este libro viene a llenar un hueco en los estudios de nivel medio de la Electrónica y la Radiotecnica, sin elevarse demasiado en complicadas fórmulas matemáticas propias de ingenieros superiores ni olvidar por ello la teoría necesaria en todo momento.

Los temas son tratados con un criterio o nivel uniforme, obteniéndose una visión de conjunto muy valiosa.

El libro ha de ser de gran utilidad para todos los estudiantes de Radiotecnica y Electrónica, a la vez que servirá como un buen manual para técnicos, profesionales y aficionados de la radio.

Su contenido, distribuido en cuarenta y un capítulos y un apéndice, se presenta por este orden:

Resistencia. Inductancia. Capacidad. Impedancia. Circuitos resonantes. Circuitos acoplados. Filtros. Líneas de transmisión de radiofrecuencia. Guías

de ondas. Cavidades resonantes. Válvulas electrónicas. Diodo. Triodo. Tetrodo y pentodo. Gas residual en las válvulas de alto vacío. Válvulas electrónicas para frecuencias muy altas y microondas. Tubos de rayos catódicos. Válvulas de gas. Semiconductores. El transistor. Amplificación. Amplificadores de tensión para audio y videofrecuencias. Amplificadores de potencia. Amplificadores con realimentación. Amplificadores sintonizados. Amplificadores para frecuencias ultraelevadas. Admittancia de entrada de los amplificadores. Ruido en amplificadores. Amplificación con transistores. Generación de radiofrecuencias. Osciladores. Modulación y demodulación. Detección de ondas moduladas en amplitud. Traslación de frecuencias: detección o demodulación. Modulación de frecuencia y fase. Demodulación. Modulación de impulsos. Generación de ondas no sinusoidales. Fuentes de alimentación. Transmisores. Receptores. Interferencias. Sistemas de una sola banda lateral. Radioteletipo. Facsímil. Antenas. Propagación. Televisión. Nociones y problemas con números complejos. Problemas. Líneas trigonométricas.

---

Por Editorial PARANINFO ha sido editada la tercera edición de ELECTROACUSTICA, de Joaquín G. Barquero, catedrático numerario de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, libro de muchos conocido y de un indudable valor para el estudio de esta rama de la ingeniería.

Su contenido abarca desde la simple vibración de un punto hasta la instalación y montaje en sus diversos aspectos. Está dispuesto de nueve capítulos, que se distribuyen de la siguiente forma:

Introducción. Ondas de presión. Electroacústica. Cualidades del sonido. Traductores. Micrófonos. Producción de sonido. Radiadores. Técnica de la

radiación. Acústica de los locales cerrados. Montajes e instalaciones.

---

También por Editorial PARANINFO ha sido publicada la obra AMPLIFICADORES DE AUDIO TRANSISTORIZADOS, de S. J. Hellings, traducida al español, cuyo título original en inglés es "Transistor audio amplifiers". Libro de gran utilidad para el ingeniero diseñador de amplificadores por su modernísima concepción.

Contiene veintinueve capítulos, distribuidos de la siguiente manera:

Consideraciones teóricas. Materiales empleados en la fabricación de los transistores y sus propiedades. El diodo como semiconductor. El transistor. Elementos de una red. Relación entre los parámetros  $h$  y las propiedades del transistor. Las características del transistor. Cálculo de circuitos transistorizados sencillos (emisor común). Empleo en la realimentación. Efecto de la temperatura sobre el punto de funcionamiento. Limitación de frecuencia en los transistores y en los acoplamientos interetas. Uso de la realimentación en circuitos amplificadores. El efecto de los transistores en los circuitos precedentes. El control de tono en los amplificadores transistorizados. Descripción completa de un preamplificador. Compensación de las características de grabación de los gramófonos. Ruidos producidos por resistencias y por transistores. Amplificadores de potencia. El amplificador asimétrico. Unidades de alimentación. Estabilidad de un amplificador con realimentación. Circuitos especiales. Distorsión. Montaje de los transistores. Cómo usar los datos de los transistores. Sistema de nomenclatura de los semiconductores. Empleo de elementos no lineales en los circuitos transistorizados. Dependencia de los parámetros  $h$  respecto a las condiciones de funcionamiento de los transistores. Comportamiento de las corrientes del transistor y las de fuga con excitaciones pequeñas de la base.

# INFORMACION PROFESIONAL E INDUSTRIAL

## DESARROLLO ESTADISTICO GENERAL DE AMIC

Se trata en las líneas que siguen de poner esquemáticamente de manifiesto los resultados alcanzados por la Asociación Mutualista de la Ingeniería Civil (AMIC), en el pasado 1969.

Consideramos exclusivamente aquellas cifras más significativas que corresponden a conceptos básicos.

### CAPITALES Y RENTAS ASEGURADAS EN 31 DE DICIEMBRE DE 1969

Vida, Rentas, Accidentes Personales ...	6.232.176.245
Automóviles ... ..	7.219.878.000
<b>TOTAL ... ..</b>	<b>13.452.054.245</b>

### CUOTAS

Vida, Rentas, Accidentes Personales ...	37.321.089
Automóviles ... ..	4.625.455
<b>TOTAL ... ..</b>	<b>41.946.544</b>

### RESERVAS

Reservas matemáticas, deducida la parte reasegurada ... ..	111.384.907
Reservas matemáticas a cargo de los reaseguradores ... ..	30.282.618
Reservas de estabilización (seguro de automóviles) ... ..	1.653.833
Reservas libres ... ..	20.505.517
<b>TOTAL ... ..</b>	<b>163.826.875</b>

## LA POLIZA COLECTIVA DE LOS INGENIEROS DE TELECOMUNICACION

La Póliza Colectiva de Seguro Combinado de Vida y Accidentes, Viudedad y Orfandad (abreviadamente: Colectivo de Viudedad-Orfandad) que la *Asociación de Ingenieros de Telecomunicación* suscribió con la *Asociación Mutualista de la Ingeniería Civil (AMIC)*; tiene efecto desde 1 de abril de 1962.

Esta póliza colectiva ampara las siguientes prestaciones:

	Sencillas	Dobles
	Psetas	Psetas
<i>a) Auxilio de fallecimiento:</i>		
Muerte natural ... ..	11.600	23.200
Muerte por accidente ... ..	23.200	46.400
<i>b) Viudedad vitalicia anual ... ..</i>		
Orfandad anual por cada hijo menor de veintitrés años ... ..	28.080	56.160
	4.176	8.352

La cuota *periódica* trimestral es igual para todos:

Prestaciones sencillas ... ..	550 ptas.
Prestaciones dobles ... ..	1.100 "

pagadera hasta que el mutualista cumpla los setenta y dos años de edad o hasta su fallecimiento, si ocurre antes.

Hay establecidas cuotas *únicas o de entrada* en función de la edad en que se adhiera al Colectivo. Estas cuotas se calculan multiplicando la prima mensual que se haya establecido, por un coeficiente, del que se dan, como ejemplo, los siguientes valores:

Hasta 30 años ... ..	0
Los de 31 años ... ..	1
Los de 39 años ... ..	9
Los de 45 años ... ..	30
Los de 55 años ... ..	75
Los de 65 años ... ..	105

*En junio de 1963 se añadió el apéndice número 1, que dice:*

La Asociación Nacional de Ayudantes de Telecomunicación ha solicitado de las dos entida-

des firmantes de aquella Póliza Colectiva se admita dentro de la misma a todos los ayudantes de telecomunicación que lo soliciten, siempre que cumplan todos los requisitos de la mencionada póliza y análogas condiciones. A este fin se envía una primera lista de adheridos compuesta de 23 ayudantes, de edades comprendidas entre los veintiocho y los cincuenta y dos años, de cada uno de los cuales incluyen un «Cuestionario Reservado» y una relación familiar.

«AMIC» y «ASOCIACION» acceden muy gustosos a esta petición de los ayudantes de telecomunicación, y admiten la inclusión de los 23 ayudantes citados, con fecha 1 de julio de 1963.

*En septiembre de 1964 se añadió el apéndice número 2:*

Trata sobre la condición NOVENA, que hace referencia a la devaluación de la moneda.

Para hacer frente a esta devaluación de la moneda, desde 1 de octubre de 1964 las pensiones existentes, o que posteriormente se produzcan, se revalorizarán en un 16 por 100.

Por tal motivo, la nueva prima mensual para las prestaciones sencillas queda establecida en 155 pesetas.

Las prestaciones dobles tendrán una prima mensual doble a la anterior.

Podrán pertenecer a dicho seguro colectivo, o duplicar las prestaciones, aquellos que tengan más de cuarenta y cinco años de edad. Las peticiones serán admitidas en las condiciones económicas siguientes:

a) Pago de la cuota de entrada, según la edad actual.

b) Abono de tantas cuotas capitalizadas, de cuantía igual a la periódica, como años exceda su edad actual de cuarenta y cinco años.

c) Pago periódico de la cuota normal durante los años sucesivos.

Por decisión de la Junta General de la «ASOCIACION», de 23 de febrero de 1970, se establece elevar la cuota trimestral a 550 pesetas.

## OTROS COLECTIVOS DE VIUEDAD-ORFANDAD DE AMIC

La importancia que tiene la Póliza Colectiva de Seguro Combinado de Vida y Accidentes, Viudedad y Orfandad queda reflejado por la aceptación tan enorme que ha tenido la misma.

Sin contar nada más que a Consejos Superiores, Asociaciones y Colegios, hasta la fecha son tres Consejos Superiores; diez Asociaciones y veintitrés Colegios los que tienen concertada esta previsión, prueba evidente de la importancia que más arriba indicamos.

Las cantidades que nuestra Asociación Mutualista pagó en el pasado 1969 por los conceptos

de Viudedad-Orfandad, y que a continuación indicamos, reflejan patentemente la ayuda que esta Previsión viene a prestar a familias pertenecientes a nuestra rama de ingeniería.

Número Pensionistas		Prestaciones anuales		Total
Viudas	Huérfanos	Viudedad	Orfandad	
143	221	5.146.080	1.251.216	6.397.296

## CONTADORES DE TANDAS PARA FUNCIONES DE CONTROL INDUSTRIALES

El contador de tandas que aparece en la fotografía es capaz de desempeñar diversas funciones industriales, desde el contado de componentes hasta el control numérico de máquinas-herramientas. Este aparato forma parte de la serie de instrumentos «B6000», que comprende también contadores bidireccionales, cronomedidores de intervalos y tacomedidores. Se utilizan

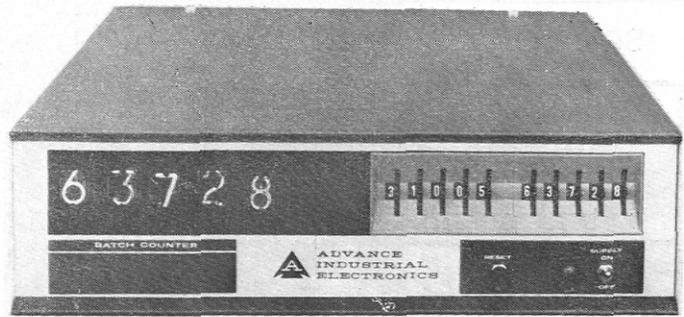
en toda la serie componentes intercambiables para proporcionar la máxima flexibilidad a un precio económico. Se incorporan en la mayor medida posible circuitos integrados, y hay disponibles salidas digitales en código binario a niveles de lógica compatibles con los circuitos integrados.

La serie «B6000» comprende contadores de tandas con indicaciones de cuatro, cinco o seis cifras, capaces de aceptar uno, dos, cuatro o seis programas. El valor crítico y la histéresis son regulables, lo que proporciona una elevada inmunidad a los ruidos, y se pueden escoger individualmente para cada programa diversos modos de funcionamiento y reposición. Todos los modelos proporcionan ritmos de contado hasta de 100 kHz, con una sensibilidad de entrada en cresta de 100 mV.

Los números indicadores, montados en línea, tienen una altura de 16 mm. El valor crítico de entrada es ajustable entre 0 y + 10 voltios. La señal mínima de entrada es de 100 mV en cresta (onda sinusoidal o pulsación), y la máxima de 350 voltios en cresta (pulsación) o de 250 voltios eficaces (onda sinusoidal). La histéresis de entrada es regulable entre 50 y 250 mV, y la impedancia de entrada es de 100.000 ohmios en corriente continua. El instrumento cuenta con los medios necesarios para el acoplamiento de entradas procedentes de contactos de relés.

Se incorporan como norma varias disposiciones de salida, que comprenden un relé provisto de dos contactos de inversión (régimen de funcionamiento de 240 voltios eficaces con carga no inductiva de un amperio) por programa. También se incorporan conmutadores de estado sólido para corriente continua de 36 voltios a 200 mA, y supresión por diodos.

Por regla general, los instrumentos se disponen de modo que funcionen durante el contado, se suelten en el punto de coincidencia y accionen al producirse la reposición. Sin embargo, son



factibles otros modos de empleo, y se incorpora un sistema interno de retardo capaz de proporcionar la retención en el punto de coincidencia durante un período que puede oscilar entre cero y tres segundos.

Se ofrecen en calidad de equipo opcional con recargo contadores electromagnéticos de seis cifras para señalar el número total de tandas.

Las dimensiones de los instrumentos dependen de su especificación individual. Generalmente, todos los contadores de un programa, como también los de dos programas con indicación de cuatro cifras, miden 32,4 cm. de anchura, pero las versiones más complejas pueden tener una anchura hasta de 43,2 cm. Todos los aparatos miden 8,9 cm. de altura y 36,2 cm. de profundidad.

Contra demanda se pueden instalar soportes laterales para permitir el montaje de las unidades en un bastidor convencional de 48,3 cm., y se ofrece también un alojamiento industrial de contención que confiere un elevado grado de protección. El equipo funciona con corriente de 95-125 ó 190-250 voltios, 50-60 Hz.

## TARJETAS DE CIRCUITOS IMPRESOS PARA MONTAJE E INTERCONEXION DE CIRCUITOS INTEGRADOS

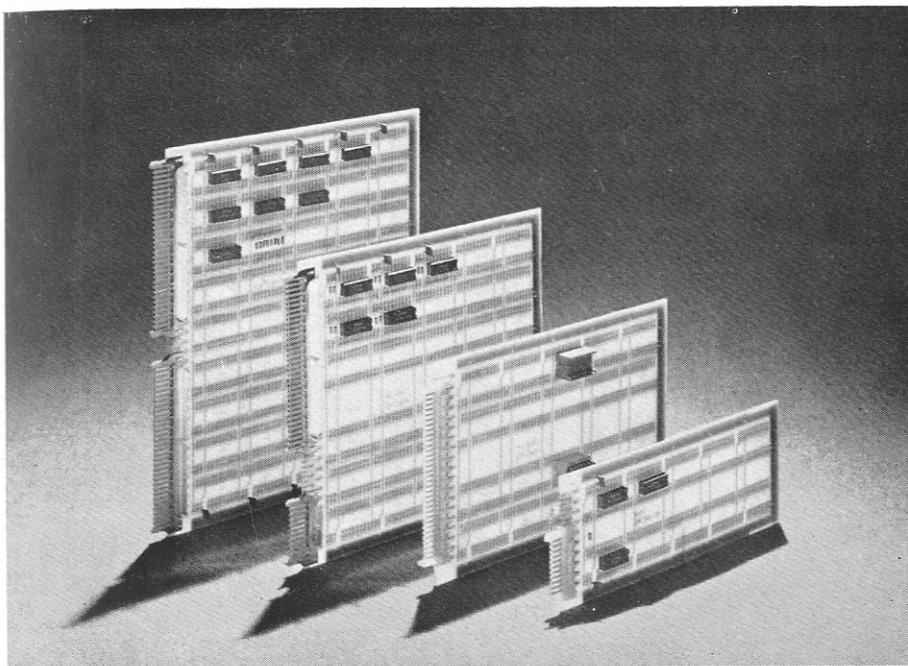
El grupo europeo de ITT ha exhibido en la Feria de Muestras de Componentes de París las tarjetas de circuito impreso ISEP, que ofrecen una gran adaptabilidad y gran densidad de montaje e interconexión de pastillas de circuitos integrados de 14 ó 16 pastillas en doble línea.

Se dispone de cuatro tamaños, todos de longitud nominal de 7 pulgadas, para acomodar al margen práctico de 19 pulgadas de los armazones ISEP. En la tarjeta más grande pueden acoplarse hasta 45 circuitos integrados en cinco columnas verticales y nueve líneas horizontales, con una altura de 7,9 pulgadas. Las otras tarjetas pueden acomodarse en el mismo número de co-

lumnas, pero con menor número de líneas: seis, cuatro y dos, para 30, 20 y 10 circuitos integrados, respectivamente.

Las vías de alimentación van en columnas verticales individuales y corren adyacentes a los puntos de montaje de las pastillas, pudiendo éstas ser interconectadas de la forma que mejor se adapte a las necesidades de aplicación del usuario. La facilidad para el desacoplamiento es inherente al diseño.

La alimentación negativa se realiza por las vías dispuestas en tres de los bordes de la tarjeta. El borde restante lleva los terminales de conexión para el montaje y adaptación de los diver-



*Tarjetas para circuitos impresos ISEP, disponibles en cuatro tamaños para su adaptación con alta densidad de montaje e interconexión de circuitos integrados.*

dos tipos de conectores macho ISEP, de 11, 25 y 33 terminales.

Los puntos de conexión van perforados con orificios de 0,040 pulgadas (1,02 mm.) de diámetro, en una rejilla de 0,1 pulgadas (2,54 mm.). Esto permite el montaje directo de pastillas de

circuitos integrados o el montaje a través de zócalos. Los hilos se pueden soldar directamente de un punto a otro o pueden realizarse las interconexiones mediante puntos equipados con terminales normalizados, ofreciéndose así la alternativa de soldar o cablear.

## **NUEVO TRANSMISOR-RECEPTOR DE BANDA LATERAL ÚNICA «MAN-PACK»**

Un nuevo radiotransmisor-receptor portátil, de poco peso, el «Compak 8», que puede ser sintonizado en unos segundos y utilizado por personal no técnico en servicios de policía, emergencia, milicia, reconocimiento o exploración, ha sido introducido por Labgear Ltd., de Cambridge, Inglaterra, compañía miembro del Grupo Pye of Cambridge. Se trata de un conjunto dotado con ocho canales de banda lateral única, en el que se emplean circuitos integrados y transistores de silicio para brindar un funcionamiento seguro en la gama de frecuencias de 2 a 9 MHz, con potencia de salida máxima de 10 vatios.

El equipo, con accesorios normalizados y una batería eléctrica recargable que se acopla en la base del transmisor-receptor, sólo pesa 7 kilogramos. El transmisor-receptor y su batería van encerrados en una resistente caja de plástico reforzado que se puede llevar sujeta al hombro

por una correa o en una mochila montada sobre un bastidor de apoyo. Con la batería en su sitio mide el aparato  $26 \times 10,5 \times 32$  cm., y cabe montarlo también en cualquier clase de vehículo.

Los componentes principales del «Compak 8» se contienen en cuatro tableros de circuitos impresos tan sólo, siendo los correspondientes al transmisor y al receptor elementos enchufables por separado que se pueden quitar y reemplazar a voluntad.

Entre los sencillos mandos que agrupa un panel situado en la parte superior del aparato se cuentan un selector de canales, un interruptor selector de función, control de volumen y control de ajuste para sintonizar con precisión. El interruptor de función tiene cinco posiciones para señalización vocal o Morse de alta y baja potencia. Para servicio local hay un conmutador



*El nuevo radiotransmisor-receptor de banda lateral única Man-Pack creado por Labgear Ltd., de Cambridge, Inglaterra, compañía miembro del Grupo Pye of Cambridge.*

reductor de potencia en relación 10 : 1, que contribuye a acrecentar considerablemente la duración de la batería.

Para utilizar el «Compak 8» basta con seleccionar el canal deseado, colocar el interruptor de función en la posición «Tune/LP-CW» (sintonía/baja potencia-onda portadora), accionar el conmutador de «apriete para hablar» en el microteléfono (o pulsar el manipulador Morse), sintonizar seguidamente la antena y establecer mediante el interruptor de función el modo operatorio que se quiera. La antena, de 240 cm., es de fibra de vidrio y está construida en cuatro secciones. Para sintonizarla se oprime un botón que deja a un manguito de sintonía en libertad de ser movido arriba y abajo hasta que señale

un indicador de cuadrante el punto de eficacia máxima de la antena.

Este método de sintonización (del que tiene Pye la patente) permite hacer el mejor uso posible de la potencia útil del aparato y proporciona mejor rendimiento emisor que los procedimientos corrientes de sintonización.

El equipo, herméticamente cerrado, está diseñado para que funcione en cualesquiera condiciones climáticas, desde las árticas hasta las tropicales, y a altitudes de hasta 3.000 metros. Sus características funcionales y especificaciones, así como su coste relativamente módico, harán que se le considere interesante para ser utilizado en países que vienen tratando de crear nuevas redes de comunicaciones.

## INSTRUMENTO PORTATIL COMPROBADOR DE CORRIENTES

### PARASITAS PARA TUBOS

La fotografía muestra el aparato tipo 604R, comprobador de corrientes parásitas, que es la parte fundamental de un sistema completo para la detección de defectos en tubos no féreos. El sistema incluye también una sonda y una unidad combinada de inyección y carrete de retorno de la sonda. Todo el conjunto pesa solamente 15 kilogramos y puede ser fácilmente trans-

portado y manejado por un hombre. Es particularmente útil para la comprobación de tubos acoplados a condensadores y termopermutadores.

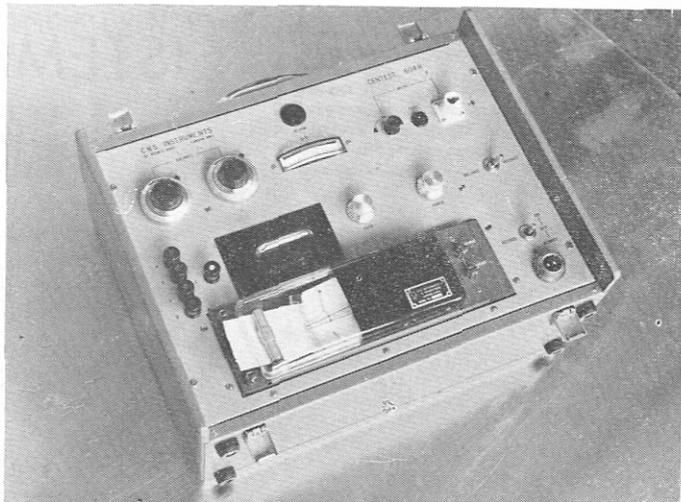
Tubos de una longitud máxima de 18,3 m. y de 7,6 a 51 mm. de diámetro interior pueden inspeccionarse mediante la inyección de una sonda de diámetro adecuado. Cuando se pulsa el disparador para rebobinar la sonda, a una veloci-

dad constante de 30,5 m/min., se pone en funcionamiento el registrador gráfico del instrumento ilustrado. Este acoplamiento por microinterruptor proporciona una excelente correlación entre la posición real de un defecto del tubo y el registro gráfico.

El instrumento se suministra con un módulo de oscilador con banda de frecuencia de 1-100 kHz y cables de sonda hasta de 23 m. de longitud, o con un módulo de frecuencia de comprobación hasta de 500 kHz y cables más cortos. El instrumento funciona con corriente alterna de 110, 120, 200, 220 ó 240 V., 50-60 Hz. Sus dimensiones son 39,5 × 31 × 18,5 cm.

Se necesita aire comprimido a una presión de 7 kg/cm<sup>2</sup> para la unidad de inyección y carrete de la sonda, la cual pesa solamente unos 3 kg. Esta unidad puede suministrarse con contrapeso a fin de disminuir la fatiga del operario mediante la reducción de su peso efectivo.

Hay sondas para la comprobación de cualquier tubo cuyo diámetro interior oscile entre 7,6 y 51 mm. Su diseño es tal que reduce al mínimo los efectos de rotación al retirarlas y garantiza una mayor exactitud de registro en el gráfico del instrumento.



Cada sonda contiene dos devanados. Uno es excitado por la señal de prueba de alta frecuencia, generada por el módulo oscilador enchufable del instrumento, el cual induce corrientes parásitas en el tubo. Estas corrientes, a su vez, inducen un potencial en el segundo devanado de la sonda, cuya fase se compara electrónicamente con la señal del oscilador. Los defectos del tubo ocasionan desfases que se registran en el gráfico. Se ofrecen devanados de sonda de pasos diferentes para una gran variedad de condiciones de prueba.



# S O D E C O

## CONTADORES DE IMPULSOS

- Control de producción.  
Control de la regularidad.  
Registro de tiempos de parada de una máquina.  
Control de la fecha y del tiempo de funcionamiento de una instalación.
- Operaciones de pesado e indicación de la cantidad suministrada.
- Control del tránsito en carretera.  
Registro del número de vehículos contados por hora en diferentes puntos de la red de carreteras.
- Producción de energía.  
Registro de la cantidad de agua utilizada por turbinas.  
Control de la distribución de electricidad y de gas.
- Centrales telefónicas.  
Estudios estadísticos para la organización de los trabajos de vigilancia.
- Etcétera.

**SANCHEZ RAMOS  
Y  
SIMONETTA INGS.**

**Avenida José Antonio, 27 - Teléfono 221 46 45 - MADRID - 13**

## CRONORREGULADOR DE CONSTRUCCION MODULAR PARA PROCESOS INDUSTRIALES

Una notable particularidad del cronorregulador digital de procesos industriales que se muestra en la fotografía consiste en que tres de los módulos electrónicos que lo integran se ofrecen también separadamente, a los efectos de su incorporación directa al equipo con que cuente el cliente.

Se ofrecen dos modelos del equipo completo, ambos en versiones de instalación mural o sobre banco. El modelo 10M cronometra intervalos de 0 minutos a 9 minutos 59 segundos, en etapas de un segundo, y la versión 1M intervalos de 0 a 59,9 segundos en etapas de 0,1 segundos. Estos instrumentos cuentan con aplicaciones típicas en las industrias de productos alimenticios, plásticos y envasado, y en equipo de laboratorio. Se pueden suministrar versiones de «ciclado» y salida múltiple con arreglo a las especificaciones del cliente.

El cronorregulador está sincronizado con la frecuencia de la red de energía eléctrica, y las fluctuaciones de la tensión no repercuten mayormente en su funcionamiento; se afirma que el aparato ofrece un grado de precisión y repetibilidad equivalente a 1,5 períodos de la frecuencia de la red. Durante todo el tiempo de funcionamiento del equipo se encuentra excitado un relé dotado de un juego de contactos de inversión con régimen de trabajo de 2A a 440 V de corriente alterna, o de 5A a 250 V de corriente alterna (cargas resistivas). La secuencia de cronorregulación se inicia al cerrarse los contactos del relé, evitándose así errores debidos al retraso en el funcionamiento del mismo.

Los modelos normalizados 10M y 1M, que miden  $16,2 \times 9,05 \times 21,6$  cm., funcionan con corriente monofásica de 50 Hz y 240 V (con una tolerancia en más del 10 por 100 y en menos del 15 por 100), y su consumo se eleva a 12 VA, pero se puede suministrar equipo apropiado para corriente de 110 V, 60 Hz.

De los tres módulos ofrecidos separadamente,



la versión de contado T. M. 6 incorpora un circuito de división por tres y un circuito de división por dos, y proporciona una salida que va de 0 a 5. El módulo T. M. 10 comprende un circuito de división por cinco y un circuito de división por dos, constituyendo así un módulo de contado por décadas con salida de 0 a 9. Estas dos versiones responden a impulsos negativos y su reposición se efectúa con pulsaciones positivas.

El tercer módulo es el generador de pulsaciones P. G. 10, que proporciona una salida de 10 impulsos por segundo, con una duración de las pulsaciones de 20 milisegundos al aplicarse a la entrada corriente de 50 Hz, rectificadas por semiciclos, a una tensión de 24 V. La salida es capaz de accionar el módulo de contado por décadas. El dispositivo P. G. 10 se puede parar y poner en marcha sin recurrir a la puesta a cero, y se ofrece una versión de 60 Hz.

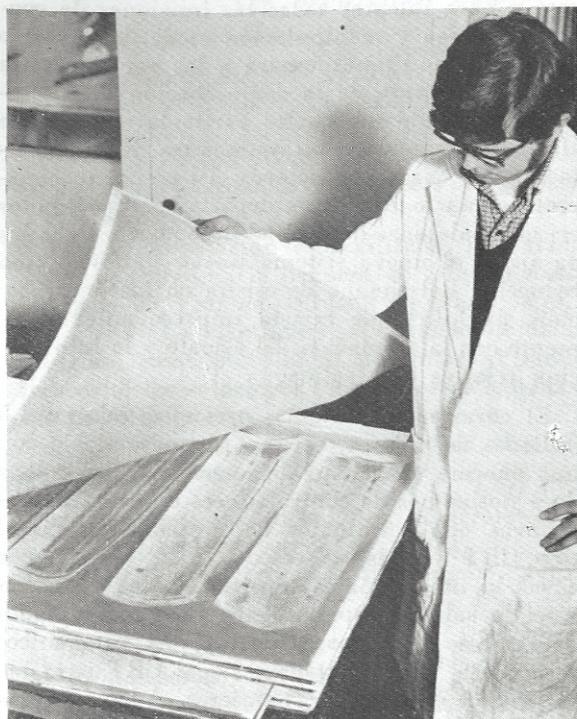
Cada módulo mide  $8 \times 1,9 \times 3,175$  cm. Funciona con corriente continua de 24 V (con una tolerancia del 25 por 100 en más o en menos), consumiendo 27 mA, y es apropiado para empleo a temperaturas de 0 a 80° C.

## ENCAPSULACION DE CIRCUITOS IMPRESOS FLEXIBLES

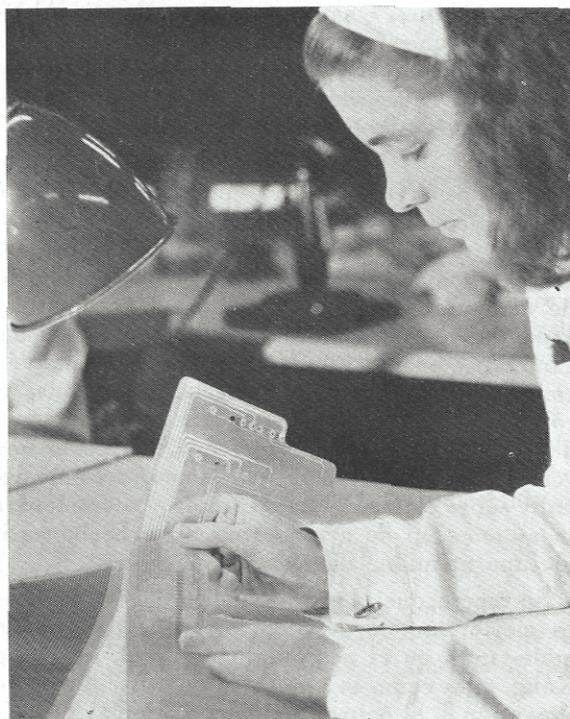
Para proteger circuitos impresos flexibles contra posibles deterioros durante el proceso de encapsulación, por el que se encierran sus conductores entre dos capas de plástico mediante aplicación de calor y presión, la compañía británica Electroprints Ltd., de Swindon, viene utilizando láminas separadoras de Tygafloor. Este material, consistente en un tejido de fibra de vidrio revestido con el polímero impegable PTFE (politetrafluoroetileno), resiste temperaturas de hasta

250° C. e impide indebidas adherencias de los circuitos impresos a las superficies de trabajo de la prensa. Los componentes cuya unión hay que sellar se colocan en dos grandes hojas de dicho material antes de ser depositados en la prensa y calentados, resultando después fáciles de desprender los circuitos ya acabados. Se pueden utilizar las mismas hojas separadoras repetidamente.

Fabrica el tejido Tygafloor la Tygadure Division de Fothergill & Harvey Ltd., Littleborough,



*Circuitos impresos flexibles, listos para su encapsulación, colocados entre dos láminas de tejido Tygaflor de fibra de vidrio revestido con politetrafluoroetileno.*



*Inspección de un circuito acabado tras la encapsulación.*

Inglaterra, y está a la venta en todo el mundo

Los circuitos impresos flexibles están sustituyendo cada vez más al alambrado de tipo convencional en equipos de telecomunicaciones, máquinas calentadoras, instalaciones electrónicas aeroespaciales y militares, dispositivos eléctricos para automóviles y aparatos electrodomésticos. Entre sus ventajas cabe citar grandes ahorros de peso y espacio, mejor termodisipación y mayor sencillez y rapidez de conexión y verificación circuital. Los circuitos flexibles se suelen fabricar en serie a partir de rollos continuos de un laminado consistente en fina hoja metálica ligada a un respaldo aislante flexible. Lo más corriente es que el metal utilizado sea cobre, en tanto que el material aislante puede ser película poliestérica, tela de fibra de vidrio con resina epoxídica, FEP o

poliimida (por orden de creciente resistencia a la temperatura).

Se estampa entonces la imagen del circuito con estarcido, se ataca al ácido el metal sobrante y se disuelve el revestimiento acidorresistente. Estos procesos se desarrollan continuamente. La operación siguiente —para todos los circuitos, excepto los de dibujo más sencillo— consiste en cortar dichos circuitos del rollo correspondiente y recubrirlos con una capa de plástico, por lo general perforada de antemano con los agujeros necesarios para las conexiones, que se coloca a mano con gran precisión y queda flojamente cosida antes de la encapsulación. El calor aplicado a continuación derrite el adhesivo utilizado o —en el caso del FEP— el propio plástico, al tiempo que la presión expulsa todo el aire y hace que se aisle cada conductor por separado.

## SISTEMA DE CONTROL PARA SOLUCIONAR LOS PROBLEMAS DE LOS AEROPUERTOS

El computador controlado Airlord, para el control de carga y para el sistema de maniobra de propartida de pasajeros de las líneas aéreas, ha ganado hace poco otra marca de reconocimiento internacional en los círculos de la aviación: un comité de trabajo formado por especialistas en el despacho automático de billetes y

maniobra de los pasajeros, pertenecientes a las líneas mundiales y reunidos en Hong-Kong, ha recomendado un sistema Airlord PNC para que sea instalado en el activo aeropuerto de Kai Tak.

Esta decisión fue adoptada después de extensas conferencias y consultas entre las representaciones de Panam, TWA, BOAC, Lufthansa, Ja-

panese Airlines, Quantas y Cathay Pacific Airlines, que hubieron de evaluar tres sistemas distintos, de los que fue elegido el Airlord PNC en vista de su concepción lógica, experiencia operativa en otros aeropuertos y flexibilidad del sistema.

La decisión de aplicar semejante sistema de ordenador sofisticado sobre una base de usuario corriente se considera una ruptura en el campo de la automatización de aerolíneas y del gobierno de aeropuertos. Los servicios del sistema, utilizados sobre una base de alquiler por Avicom Limited —una compañía independiente—, serán compartidos por muchos usuarios, pero cada aerolínea retiene su propio control de operaciones del proceso entero de propartida, así como una completa seguridad de sus datos operativos. Al decidir sobre este enfoque de usuario normal para la automatización de aeropuertos se ha hecho posible una atendible distribución de los gastos.

Se espera que el sistema Airlord PNC resuelva cierto número de problemas que han estado molestando en el aeropuerto Kai Tak de Hong Kong, tales como la necesidad de espacio para la expansión y el enorme incremento anual de tráfico de pasajeros, particularmente el de turistas, siempre creciente.

El pasado año dicho aeropuerto atendió a casi dos millones de pasajeros (un aumento del 31,4 por 100 sobre el año anterior) y a 51 millones de kilogramos de carga pesada (con incremento del 40 por 100 sobre el año precedente). Además, la mayoría de las líneas aéreas que vuelan a Hong Kong planean utilizar el enorme «Jumbo», por lo que los oficiales de las aerolíneas y del aeropuerto decidieron buscar la solución para la planificación de la automatización de los procesos anteriores a la salida de los pasajeros.

El sistema de ordenador Airlord PNC (el nombre proviene de «Airlines Load Optimisation Recorder & Display con Passenger Name Check-in») se ha diseñado específicamente para responder a las necesidades de las diferentes líneas aéreas, para una maniobra rápida y precisa de los pasajeros, para el transporte pesado y el co-

reco y para integrar todas las funciones de control de carga y manipulación antes de la salida de un vuelo. Proporcionará a las aerolíneas un control constante de la comprobación y el estado de carga de sus vuelos particulares fuera de Hong Kong, generación automática de los documentos de carga y pasajeros, así como un constante contacto con otros departamentos situados en zonas alejadas dentro del aeropuerto. Para los pasajeros el nuevo sistema puede significar una reducción del tiempo de espera en la comprobación, un billete de tarjeta impreso automáticamente con la asignación del asiento y la información relativa a la salida.

El corazón del sistema, presupuestado en 1,5 millones de dólares, es un ordenador doble con una enorme capacidad de memoria conectado a doce posiciones de controladores de carga de aerolíneas con terminales de presentación visual tipo CRT y más de sesenta PCU («passenger check-in units») instalados en el área de salida y en la sala de espera. Estos PCU van dotados de impresores de pases de tarjetas automáticos y unidades de presentación visual CRT para información de vuelos y pasajeros. Además, unos veinte teleimpresores pueden enviar información a departamentos tales como los de control de equipajes, control de vehículos, direcciones públicas, abastecimientos, etc.

El sistema Airlord PNC planeado ahora para ser instalado en Kai Tak hacia mediados de 1971 está basado en gran medida en la experiencia obtenida por el grupo Philips de automatización de tráfico con los Airlord instalados en los aeropuertos de Schiphol (Amsterdam) y Malpensa y Linate, de Milán. El sistema de Schiphol ha dirigido ya, sin fallo, millones de pasajeros y millones de toneladas de carga.

El sistema propuesto, considerando que será el más avanzado en su género, ha atraído ya el interés del mundo entero entre los cuerpos de aviación, incluyendo la IATA, y hay consideraciones a punto de terminar para su aplicación en cierto número de aeropuertos internacionales importantes.

## PROGRAMA PARA EXPLORACION SOLAR

El proyecto «Helios» se propone medir la masa, energía, distribución y dirección de las partículas en el espacio próximo al sol, además de investigar los campos magnéticos, la atmósfera solar y la luz zodiacal. Todos los datos serán procesados a bordo del satélite utilizado, almacenados en éste y transmitidos cuando haya visibilidad entre el satélite y las estaciones terrestres. El procesador de datos, verdadero «cerebro» del satélite, será proyectado y construido por Standard Elektrik Lorenz, asociada alemana a

ITT, que posee amplia experiencia en este tipo de equipos instalados anteriormente en dos satélites de comunicaciones Intelsat III, en el primer satélite alemán «Azur» y en el franco-germano «Dial». Los Laboratorios ITT de Standard Eléctrica, en Madrid, participan activamente en los programas españoles de investigación espacial y solar, y tienen encomendada la realización de un equipo de telefotografía del sol, en la gama de rayos infrarrojos, así como especificaciones y equipos especiales para comunicaciones espaciales y estudios atmosféricos.

## «LA SEMAINE ELECTRONIQUE INTERNATIONALE»

Anunciada en mayo de 1970 por el señor François Xavier Ortoli, ministro del Desarrollo Industrial y Científico, la Semana Electrónica Internacional se llevará a cabo del 14 al 19 de junio de 1971 en el Grand Palais de la Foire de Lille (Francia).

Esta manifestación especializada, de carácter internacional, será la primera de este género organizada en Francia. Situada en efecto bajo el tema de: «La electrónica al servicio de la industria», tiene por objeto presentar al mundo industrial las soluciones electrónicas adaptadas a sus necesidades.

Por esta razón, estará estructurada alrededor de tres grandes ejes:

- Estudios, investigaciones, desarrollo.
- Fabricación.
- Dirección, gestión, comunicación, formación.

Así pues, se tratará de un vasto panorama de las producciones electrónicas, que irá desde los elementos tecnológicos de base hasta los sistemas más elaborados en materia de tratamiento y de explotación de la información.

La exposición propiamente dicha será complementada con una doble acción. «La teoría», pri-

mero, con una serie de conferencias y debates sobre la electrónica industrial. «La práctica», en seguida, con una operación, «Puertas abiertas», en las plantas del Norte y Pas-de-Calais. Esta operación está destinada a demostrar la omnipresencia de la electrónica y la eficacia de las soluciones que proporciona.

La densidad industrial del Norte y su privilegiada posición geográfica en el plan europeo convierten a esta región, de manera natural y espontánea, en el lugar ideal para una manifestación de esta naturaleza.

La «Semaine Electronique Internationale» se llevará a efecto bajo el alto patrocinio del señor François Xavier Ortoli, ministro del Desarrollo Industrial y Científico, y bajo el patrocinio de:

- La Federación Nacional de las Industrias Electrónicas (FNIE).
- La Cámara Regional de Comercio y de Industria del Norte Pas-de-Calais y la Cámara de Comercio y de Industria de Lille-Roubaix-Tourcoing.
- El Comité Interprofesional Social y Económico del Norte Pas-de-Calais (CISE).
- El Instituto Superior Electrónico del Norte (ISEN).

## AMPLIFICADORES FOTOELECTRICOS DE CIRCUITOS INTEGRADOS

La automatización cada vez más intensa de las máquinas requiere una mayor intervención de la electrónica, con supresión del sistema de relés intermedios en su totalidad.

La sociedad francesa Cometa desarrolla actualmente su tercera generación de amplificadores fotoeléctricos, después de los amplificadores autónomos y los amplificadores desconectables. Estos amplificadores, contruidos únicamente mediante circuitos integrados, permiten una reagrupación en un número limitado de circuitos impresos y la vía hacia un automatismo integral.

Cada uno de los siete circuitos integrados en cajas TO100 constituye un amplificador fotoeléctrico completo. Se trata aquí de un lector de código de 7 bits, sobre paquetes marcados, y la decodificación se efectúa en la misma tarjeta.

El conjunto fotoeléctrico, limitado hasta la fecha a la combinación captador-puesta en forma de la señal, se va integrando poco a poco al au-

tomatismo y pasa así a ser un componente del conjunto lógico.

La nueva fórmula de amplificadores no puede ser concebida aisladamente, ya que la misma debe quedar combinada con un cofre o un pupitre que contenga las alimentaciones estabilizadas necesarias y toda la parte lógica.

De este modo, el constructor estudia, diseña y fabrica el pupitre completo y sus enlaces externos, a saber: los captadores. Estos últimos pueden ser las barreras luminosas clásicas (un proyector y un receptor) o bien cabezas de reflexión.

La fuente luminosa puede estar formada por una lámpara incandescente o un diodo electroluminiscente.

El elemento fotosensible puede estar formado, a su vez, por una fotorresistencia, un fotodiodo o un fototransistor.

## CIMENTACION DE MASTIL MEDIANTE PILOTES

En la emisora costera de El Grao, de Valencia, de la Dirección General de Telecomunicación, se ha montado recientemente un mástil autoestable de 40 metros de altura para soporte de varios sistemas radiales, presentando dicho mástil la particularidad de estar cimentado sobre pilotes hincados, en lugar de sobre las clásicas cimentaciones ciclópeas (dados de hormigón).

Al ser el sitio de emplazamiento del mástil la playa de El Grao, caracterizada por ser una amplia extensión arenosa, prácticamente al nivel del mar, y situarse el mástil a pocos metros de la zona batida por el oleaje, se consideró que los habituales dados de hormigón eran inadecuados como cimentación, tanto por ser bajísima la carga admisible para un terreno de playa como la de El Grao, como por temerse arrastres y «lavan-

dos» de las arenas, cuyos dos efectos hicieron temer por la seguridad del mástil (hace pocos años se volcó un mástil emplazado en dicho lugar); estas consideraciones hicieron buscar un sistema de cimentaciones apropiado al lugar, y se llegó a la conclusión de que lo más adecuado era un sistema de pilotes hincados.

A los pilotes hincados pueden dárseles la longitud necesaria para buscar terreno firme: el sistema de cimentación realizado para El Grao, de Valencia, ha consistido en ocho pilotes (dos para cada «pata» de la torre), de una longitud de 6,5 metros y un diámetro de 355 mm., habiéndose ejecutado el sistema en dos días.

La firma constructora del mástil y adjudicataria de la obra ha sido Sistemas Radiantes Francisco Moyano, de Madrid.

## CREACION DE LA SIGNETICS INTERNATIONAL CORPORATION

La Signetics Corporation de Sunnyvale, California, acaba de publicar más amplias informaciones sobre su nueva filial internacional, la Signetis International Corporation, así como sobre otras dos filiales controladas al 100 por 100, cuya actividad se ejercerá en Francia y Alemania.

La Signetics International tendrá su sede social en Sunnyvale. La sede europea principal será establecida en Zug, Suiza.

Además, la Signetics International ha creado la Signetics GmbH, cuyo cuartel general está en Noerdlingen, Alemania. Es allí donde se ha inaugurado hace poco la segunda unidad europea de fabricación. La sociedad prevé empezar la construcción durante el presente año de una fábrica de 2.500 metros cuadrados, que reemplazaría las instalaciones provisionales actuales a lo largo del mismo año.

En efecto, la nueva fábrica de Noerdlingen estaría ya en condiciones de realizar el trabajo de

montaje y de control desde el mes de abril y de entregar directamente los circuitos integrados Signetics. Su superficie podrá extenderse hasta 10.000 metros cuadrados con vistas a la implantación de una cadena de fabricación completa.

Por otra parte, la Signetics International ha creado en París la Signetics S. A. R. L., que tratará de las operaciones de mercado en Francia.

Una oficina de ventas ha sido abierta igualmente en Londres.

La primera unidad europea de fabricación de la Signetics International se ha instalado en Linlithgow, Escocia, al principio de este año, y asegura una producción provisional en espera de la conclusión, dentro del mismo año, de una fábrica de 2.500 metros cuadrados. La nueva fábrica de Linlithgow podrá igualmente extenderse hasta 10.000 metros cuadrados. Actualmente aprovisiona directamente el mercado de la AELE (EFTA).

## PRIMER CABLE TELEFONICO SUBMARINO ENTRE EGIPTO Y EUROPA

Próximamente, un cable telefónico submarino unirá Italia con Alejandría. Este será el primer cable telefónico submarino que llega a Egipto, y permitirá el enlace directo con la mayor parte de Europa, a través de Italia. El cable, con ca-

pacidad de 480 circuitos, será fabricado e instalado por Standard Telephones and Cables, asociada a ITT, y se espera que entre en servicio a fines de 1971.

## NUEVO RELOJ DIGITAL ALTAMENTE ILUMINADO

Sigmatron, Inc., anuncia una primera nueva clase de reloj digital altamente iluminado, por la propiedad del ultraalto contraste que presenta su filamento emisor de luz (FEL), por lo que ofrece una mayor facilidad de lectura. (La firma, especialista en equipos de presentación visual de estado sólido, es reconocida como la

0,4" y 0,6". (Esto representa la primera vez que, en esta tecnología de dispositivos de presentación visual de FEL de contraste ultraalto, se ha conseguido en un formato de elemento de siete segmentos fijado).

Se pueden dar controles de arranque, parada y reposición de forma remota, además de una



primera en el desarrollo de materiales adecuados para filamentos delgados de más alto brillo, más alto contraste y más alta resolución, una característica de esta nueva serie.)

El reloj digital Sigmatron citado (modelo 225), es un instrumento versátil diseñado para una perfecta visión en cualquier ambiente, que ofrece una continua y altamente legible indicación de las veinticuatro horas, en seis dígitos, con horas, minutos y segundos.

Los primeros mercados para este nuevo desarrollo son los indicados para introducirlos en industrias y actividades tales como los de control de vuelos de aviación o espaciales, laboratorios y de proceso, entre otros.

La parte de presentación visual es de siete segmentos y tiene una vida especialmente larga. Las cifras, sobre un fondo oscuro que absorbe la luz, son de luminiscencia amarilla y cómodas a la vista. La intensidad de la presentación es regulable; el fondo es poco reflexivo. La superficie plana de la pantalla permite la visibilidad bajo un amplio ángulo. Los paneles de presentación son removibles y reemplazables con sólo accionar un fijador de presión.

Sigmatron ha conseguido que el reloj digital se alimente como una unidad completa con cuatro paneles de FEL, intercambiables de alturas de números diversas: 0,125 pulgadas, 0,25".

prueba también remota del funcionamiento de las lamparitas del equipo. Los controles de colocación de la hora están en el panel frontal. Las salidas de la hora son simultáneas, codificadas en BCD (compatible con las lógicas DTL y TTL). El consumo de potencia es muy bajo. La unidad pesa menos de seis libras. El tamaño del chasis es de siete pulgadas de profundidad por siete de anchura y dos de altura, pudiéndose realizar su montaje en un bastidor.

Las especificaciones para el nuevo reloj digital de estado sólido Sigmatron incluyen: 1) reflexibilidad de la pantalla, menor del 1 por 100; 2) brillo inicial máximo sobre 50 Ft-Lamberts; 3) vida de servicio sobre 50.000 horas, a niveles que exceden de 5 Ft-Lamberts de brillo.

En relación con las actividades de producción de esta clase de investigación científica y de ingeniería, la firma incluye la fabricación de tubos de rayos catódicos de ultraalto contraste en mono y multicolor, filamentos delgados fotoconductores y dispositivos de presentación visual de estado sólido. Otra parte de las actividades comprende aplicaciones de física y química sobre materiales y dispositivos que utilizan una tecnología avanzada de ultraalto vacío; depósito en vacío de películas delgadas e investigación sobre física del estado sólido. Sigmatron fabrica también matrices de filamentos emisores de luz direccionados, X e Y, con variedad de tamaños.

## PUENTE DE RESISTENCIA PORTATIL PARA USOS MULTIPLES

La fotografía muestra un puente de resistencia para usos múltiples, cuyo manejo no requiere especialización. Con él pueden medirse resistencias desde 0,001 ohmios hasta 10 megohmios, y se afirma que la exactitud entre 10 ohmios y 10 megohmios es de 0,1 por 100.



El aparato es autónomo y funciona por medio de siete pilas de 1,5 voltios, que se encuentran en la tapa. El circuito utiliza un reductor de voltaje Kelvin-Varley, que incorpora cuatro esferas medidoras con calibraciones de  $9 \times 1.000$ ,

$9 \times 100$ ,  $9 \times 10$  y  $10 \times 1$ , con un conmutador selector de gamas de siete posiciones, de valores 1.000, 100, 10, 1, 0,1, 0,01 y 0,001. Este conmutador incorpora también un medio para la comprobación de las baterías.

Cuando el galvanómetro integral indica que se ha llegado al punto de equilibrio, la resistencia comprobada es igual a la indicación de la esfera multiplicada por la gama escogida. Este tipo de circuito es superior al puente Wheatstone convencional, en el sentido de que tiene solamente la mitad de bobinas normales, conserva su exactitud durante más tiempo, carece de contactos de conmutación en serie con la fuente desconocida, capaces de ocasionar errores. Otras ventajas son que existe siempre una resistencia mínima de 5.000 ohmios en serie con el galvanómetro, proporcionándole alguna protección, y que el punto nulo no queda afectado por la selección de gama.

Un rectificador inversor transistorizado suministra automáticamente al puente el voltaje apropiado para la gama seleccionada, evitando la sobrecarga del puente o averías al componente bajo prueba. El galvanómetro es un microamperímetro de bobina móvil, de suspensión por cinta tensada, con una sensibilidad de 25-0-25 microamperios. Se incorpora un circuito de protección de diodo. Un enchufe para clavija permite la conexión a un detector exterior si fuese preciso.

El instrumento va contenido en un fuerte estuche de plástico, de melamina, con asa. Sus dimensiones totales son  $33 \times 24 \times 20$  cm., y pesa 5,9 kg. Las instrucciones de manejo y un diagrama del circuito destacan de manera sobresaliente en la tapa del estuche.

## EQUIPO DE «TRADUCCION» DE HELIO PARA CONVERSACIONES SUBMARINAS

Una seria dificultad experimentada por los buzos, la distorsión de la voz a causa de la mezcla de helio y oxígeno que utilizan para evitar problemas respiratorios y la narcosis, ha sido resuelta por Standard Telecommunication Laboratories. El sonido se transmite dos veces más rápido en la mezcla con el helio, y esto aumenta las frecuencias resonantes del tracto vocal de forma que la voz del buzo adquiere una calidad chirriante difícil de entender. Los técnicos de

STL han descubierto que por medio de un proceso electrónico pueden hacer que la voz del buzo tenga un tono casi normal. El accesorio, conocido como HUSTLE (Equipo Helium Traductor de Conversaciones Submarinas), es importante porque, a medida que a los buzos se les encargan tareas cada vez más complejas y a mayores profundidades, el conseguir una comunicación clara con la superficie se hace más importante.

## INSTRUMENTO NUMERICO PARA ESTABLECER CORRELACION

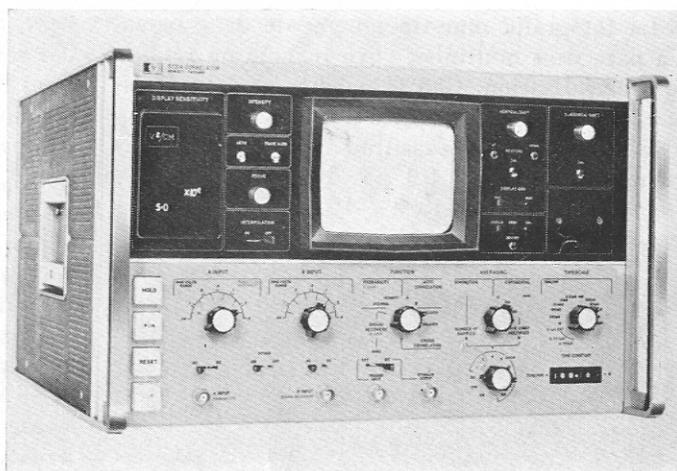
El modelo 3721A que aparece en la fotografía adjunta es --según se afirma-- muy fácil de usar para establecer la correlación entre dos señales de entrada distintas («intercorrelación») o una sola consigo misma («autocorrelación»). El instrumento ofrece una amplia selección de cadencias de muestreo desde 1 Hz a 1 MHz. Se pueden obtener cadencias más lentas —hasta corriente continua— usando un reloj exterior.

Comparado con otros métodos de obtención de correlaciones, el nuevo instrumento —según se afirma— es más rápido que los computadores «fuera de línea», más flexible que los establecedores de correlación de exploración retardada o capacidad promedial y tan fácil de usar como un osciloscopio.

Se estima que gracias a ello el usuario se puede concentrar en interpretar los resultados obtenidos en lugar de obtenerlos.

Entre las aplicaciones del modelo 3721A pueden citarse: determinar la función de transferencia de instrumentos electrónicos, localizar fuentes de ruidos, medir la velocidad de objetos sin contacto físico, investigar las propiedades acústicas de habitaciones y salones, detectar fugas en tuberías y ayudar en intervenciones quirúrgicas delicadas, espectroscopia y análisis de vibraciones.

En el modelo 3721A la función de «intercorrelación» o «autocorrelación» aparece en la pantalla integral de rayos catódicos en forma de serie de 100 puntos simultáneos. Cada punto representa el valor de la función de correlación (eje vertical) para un valor determinado del parámetro de retardo (eje horizontal).



Las señales recuperadas y las distribuciones de probabilidad pueden mostrarse como funciones  $\rho$  tiempo en 100 puntos, amplitud o intervalo de tiempo. Como todas las formas de funcionamiento del instrumento implican un proceso de «promediación», el modelo 3721A ofrece la selección de tipo exponencial o totalizador.

Se asegura que la precisión del tiempo de exploración del instrumento supera el 0,1 por 100; la sensibilidad vertical es de  $5 \mu\text{V}$  para correlacionar y de  $50 \mu\text{V}/\text{cm}$ . para promediar.

La salida de un registrador da la proporción de voltaje de la función proyectada en la pantalla a un ritmo adecuado para un registrador x-y. Una tarjeta interfacial opcional lee la función proyectada a un computador para análisis prorrogado subsiguiente.

El instrumento mide  $42,5 \times 27,5 \times 47,5$  cm., y pesa 20 kg. Funciona con corriente monofásica de 115 ó 230 voltios  $\pm 10$  por 100, 50-1.000 Hz.

## EL RADIOTELEFONO «STARPHONE»

Standard Telephones and Cables, asociada a ITT, ha fabricado y puesto en el mercado el radioteléfono más pequeño del mundo, conocido con el nombre de «Starphone». Carece de antena exterior y proporciona comunicación instantánea hasta una distancia de 3 millas. Está do-

tado de UHF, que le proporciona gran penetración dentro de los edificios y un completo aislamiento de interferencias. El pequeño radioteléfono «Starphone» es el resultado de dos años de investigación realizada por un grupo de técnicos de STC.

# SUMARIO DE REVISTAS

## ELETRONICA E TELECOMUNICAZIONI (RAI Radiotelevisione Italiana).

Año XIX. Número 2. Marzo-abril 1970.

*G. Tamburelli y S. de Padova.*—El campo del CSELT (Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni de la STET) para medidas en antena.

*G. P. Pacini.*—Método de diseño para filtros combinatorios audio-video.

## ERICSSON REVIEW

Volumen XLVII. Número 1. 1970.

*E. Nilsson.*—La red telex en España.

*F. Eklund, D. Björck y T. Wolpert.*—Convertidor en serie L. M. Ericsson para el suministro de energía.

*G. Becker.*—Determinación objetiva de la soldabilidad.

## ALTA FRECUENZA

(Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana).

Volumen XXXIX. Número 6. Junio 1970.

*C. A. Neugebauer.*—Física de los estratos delgados y microelectrónica.

*F. Forlani.*—Las películas delgadas en los dispositivos electrónicos de estado sólido.

*A. Bottelli.*—Tecnología del depósito de las películas delgadas.

*P. Mazzetti.*—Rumor de corriente en las películas delgadas.

*N. Minnaja.*—Ferromagnetismo en las películas delgadas.

*P. Camagni.*—La óptica de las películas delgadas.

*M. V. Ricci y N. Sacchetti.*—Películas delgadas superconductoras.

*U. Valdré.*—Nuevas perspectivas en el campo de la microscopia electrónica por transparencia.

## INGENIERIA NAVAL

(Asociación de Ingenieros Navales).

Año XXXVIII. Número 423. Septbre. 1970.

*A. García Ascaro.*—El ordenador en el buque, desde el punto de vista del proyectista naval.

## RADIOELECTRICIDAD

Año XXXIII. Número 377. Septbre. 1970.

Sincronización electrónica sencilla para proyector automático de diapositivas.

Modulador de luz por la música.

Convertidor para recibir la banda de 80 metros.

## REVUE GENERALE D'ELECTRICITE (Société Française des Electriciens).

Tomo LXXIX. Número 9. Octubre 1970.

*J. P. Badiou y R. Testard.*—Estudio mediante ordenador de la distribución de los soportes de una línea aérea.

*J. L. Hurault.*—Nueva estación de abonado de corrientes portadoras de transistores P. P. T.

*M. Borot.*—El sistema de telesupervisión RE-DECA II.

## REVISTA TELEGRAFICA ELECTRONICA

Año LVIII. Número 693. Agosto 1970.

*S. Cho y A. G. Thiele.*—Amplificadores microelectrónicos de bajo consumo para FME (VHF).

*R. Damayo.*—Introducción a los circuitos lógicos.

*E. Villamil.*—Supresión de zumbido con circuitos integrados.

*J. J. Spadaro.*—Procesador de voz de estado sólido.

## REVISTA ELECTRONICA

(Asociación Electrotécnica Española).

Año XV. Número 175. Noviembre 1970.

*S. L. V. Chari y M. R. K. Rao.*—Taquímetro electrónico.

*P. de Latil.*—Cómo serán los satélites de telecomunicaciones y meteorológicos que Europa ha decidido construir.

## REVUE DES P. T. T. DE FRANCE

(Administration Française des P. T. T.)

Año XXV. Número 3. Mayo-junio 1970.

*P. Lucas, M. Basque y J. P. Gervois.*—El autoconmutador de mando centralizado Péricles-Michelet.

*J.-P. Decouzon.*—Correo e investigación operacional. Aplicación de la simulación al estudio del equipamiento del centro de París-Brune.

**RACIONALIZACION**  
(Instituto Nacional de Racionalización del Trabajo).

Año XXIII. Número 4. Julio-agosto 1970.

*P. González-Haba González.*—Introducción de la hipótesis alternativa de una ley logarítmico-normal en la estimación estadística de la duración de actividades de las programaciones PERT.

*G. Gourod y S. Bries.*—Aprovisionamiento e informática.

**REVISTA "MINIWATT"**  
(Compañía de Productos Electrónicos "Compresa").

Volumen IX. Número 6. Noviembre 1970.

Diodos rectificadores de silicio: protección contra sobrecorrientes.

Interruptor automático.

Control automático de temperatura.

Sirena de alarma.

**REVUE TECHNIQUE DE RADIODIFUSION ET DE TELEVISION**  
(Information Propagande Française)

Volumen IV. Número 15. 1970.

*J. J. Matías.*—La normalización internacional de materiales y sistemas de radiodifusión.

*F. Anguera.*—Sobre la reducción de la redundancia en la transmisión de la señal de televisión.

*J. D. Koenig.*—Relevador móvil de reportaje FLR 7.000.

*Vidal y Le Diraison.*—Monitor color TTV 6.500.

**RADIOELECTRICIDAD**

Año XXXVII. Número 378. Octubre 1970.

Triángulo de destellos luminosos.

Telemando socorro: el receptor.

Amplificador monoestéreo de seis vatios, con seis transistores.

**THE BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL**  
(American Telephone and Telegraph Company).

Volumen XLIX. Número 7. Septiembre 1970.

*V. E. Benes.*—Tráfico en redes de conexión cuando se reordenan llamadas existentes.

*L. T. Gusler y D. C. Hogg.*—Algunos cálculos sobre acoplamiento entre comunicaciones por satélite y sistemas de radio-relevadores terrestres a causa de dispersión por lluvia.

*A. Viganis.*—El número de desvanecimientos en recepción por diversidad en espacio.

*D. A. Shnidman.*—Igualación de fase óptima de filtros para señales digitales.

*H. Kaneko.*—Una formulación unificada de leyes de compresión de segmentos y síntesis de codificadores-decodificadores y compresores digitales.

**ALTA FRECUENZA**

(Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana).

Volumen XXXIX. Número 5. Mayo 1970.

*S. R. Treves.*—Sistemas de señalización de arranque-parada de canal común para rcdes integradas P. C. M.

*C. Braccini y M. Federici.*—El espectro de la señal de línea en la modulación en delta.

*G. Drufuca y A. Paraboni.*—Algunas consideraciones teóricas sobre los parámetros de atenuación por lluvia relativos al diseño de radioenlaces por ondas milimétricas.

*G. Franceschetti y G. Rago.*—Experimentos sobre técnicas de reflexión adecuados para la medida de permeabilidad y permitividad complejas de materiales en microondas.

*V. Daniele, P. L. E. Uslenghi y R. Zich.*—Nota sobre las lentes Luneburg generalizadas.

*G. P. Brava.*—Problemas simples de radiación de ranuras en un medio en movimiento.

*V. Antoniazzi y V. Molinari.*—Conductividad eléctrica de un gas parcialmente ionizado en presencia de un campo magnético.

*A. A. Tiutin.*—Un algoritmo mejorado para la disposición de componentes en una tarjeta.

*P. Antognetti.*—El diodo miniatura de avalancha como foto-detector.

*B. Pellegrini.*—Capacitancia de difusión negativa en diodos-túnel.

*R. Genesio, A. Laurentini, V. Mauro y A. R. Meo.*—Tablas para el diseño de filtros digitales Butterworth y Chebyshev.

**COMUNICACIONES ELECTRICAS**

(International Telephone and Telegraph Corp.).

Volumen XLV. Número 3. 1970.

*H. H. Adelaar.*—Influencia del control por programa en memoria sobre el desarrollo de las redes de comunicaciones.

*J. A. de Miguel.*—Red de conmutación telefónica con retención mecánica y control por programa en memoria.

*J. P. Van Etten.*—Fundamentos de navegación hiperbólica en LF y VLF.

*F. Ormonroyd.*—Programa de BEA para operaciones con cualquier situación meteorológica.

*J. Irmer y G. Muller.*—Nuevos transmisores de televisión para la banda de 175 a 230 MHz.

*J. R. Brinkles y S. R. Pitkin.*—El sistema ITT STAR de radio móvil.

## ELECTRONICA Y FISICA APLICADA

Volumen XIII, Número 3. Tercer trim. 1970.

- R. V. Bellén, P. R. W. Brander y A. Todkill.—Cátodo frío de carburo de silicio de baja potencia para la modulación directa.  
A. Ibarra Gimeno y R. Pérez de la Sota.—Control en microelectrónica.

## REVUE TECHNIQUE THOMSON-C. S. F.

Volumen II, Número 2. Junio 1970.

- F. Gires y C. Lardat.—Establecedor óptico compacto de correlación para el tratamiento de señales eléctricas codificadas.  
R. Malissin.—Antena milimétrica de haces múltiples.  
D. Herrerías.—Un procedimiento de diálogo de concepción asistida de subconjuntos electrónicos de semiconductores.  
R. Signore y C. Sallez.—Recientes desarrollos del laser de argon ionizado.

## ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI (RAI Radiotelevisione Italiana).

Año XIX, Número 3. Mayo-junio 1970.

- A. de Flammineis y A. Loffreda.—Las telecomunicaciones vía satélite como sistema integrado de transmisión conmutación con división de tiempo.  
L. Chappetti.—Problemas de tráfico en una red telefónica vía satélite con circuitos preasignados y asignados sobre demanda.  
F. Manucci y A. Toniatti.—Simulación de una red telefónica vía satélite con circuitos preasignados y asignados sobre demanda.  
G. Zanarini.—Revelador superlineal de frecuencia de banda anchísima.  
G. P. Pacini.—Método de diseño para filtros combinadores audio-video.

## INGENIERIA NAVAL

(Asociación de Ingenieros Navales).

Año XXXVIII, Número 424. Octubre 1970.

- L. F. Walter.—Un sistema de producción con ayuda de ordenador para los astilleros.

## NOTE RECESIONI E NOTIZIE

(Istituto Superiore della Poste e delle Telecomunicazioni).

Volumen XIX, Número 4. Julio-agosto 1970.

- R. Calicchia.—Cuatro nuevos enlaces telefónicos submarinos en la cuenca del Mediterráneo.

- A. Vincenti.—Enlace por cable submarino de 480 canales Pisa-Barcelona.

- A. Sasso.—El mantenimiento de los sistemas telefónicos por cable coaxial submarino.  
G. Bonaventura.—Criterios de diseño de las arterias de cable submarino de longitud media.

## RADIOELECTRICIDAD

Año XXXIII, Número 379. Noviembre 1970.

- Un pequeño emisor de modulación de amplitud para la banda de los dos metros.  
Cómo se concibe, diseña y construye un vobulador.  
Un taquímetro electrónico para su coche.  
Un receptor moderno para radiomando.

## PHILIPS TELECOMUNICATION REVIEW

Volumen XXIX, Número 2. Agosto 1970.

- P. W. van Iterson.—Sistemas transmisores de HF sintonizados automáticamente para 10 y 30 kilovatios.  
H. P. J. Grubben y P. Veldkamp.—La centralita telefónica privada EBX 15 que utiliza contactos de láminas sellados.  
W. Beijnik.—El equipo modulador de canal y grupo 8TR352 para sistemas telefónicos de portadoras.  
T. Poulser, H. L. Bakker y W. van Vlijmen.—Equipo de línea 8TR317 de 12 MHz para cables coaxiales en funcionamiento en la ruta Copenhague-Aarhus.

## ERICSSON REVIEW

Volumen XLVII, Número 3, 1970.

- M. F. Melcop y A. M. Ferrari.—Desarrollo de la red interurbana en el Brasil.  
C. Jacobsens.—Investigaciones en Suecia sobre el tráfico telefónico.  
V. Eriksson.—Equipo para mantenimiento de centrales telefónicas automáticas, tipos ARM20 y ARM50.

## L'ELETTROTECNICA

(Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana).

Volumen LVII, Número 9. Septiembre 1970.

- A. M. Rietto.—Medidas de resistencia con el electrómetro.  
G. Pagni.—Algunas consideraciones sobre los sistemas radiomóviles.

## ALTA FRECUENZA

(Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana).

Volumen XXXIX. Núm. 9. Septiembre 1970.

*B. Minguzzi y G. Picardi.*—La «cuantización» en la transmisión y extracción de la información.

*O. Gasparini y G. Picardi.*—Sobre el análisis de la señal de salida del tercio revelador para sistemas de seguimiento por radar.

*G. Fortuzzi y C. G. Sameda.*—Criterios de diseño de un banco para medidas ecométricas de la atenuación en un enlace de guía-ondas a gran distancia.

*D. Biey.*—Características de un transmisor pla-

nar difuso mediante medidas de impedancia de entrada y aplicaciones.

## AUTOMATIC ELECTRIC TECHNICAL JOURNAL

Volumen XII. Número 3. Julio 1970.

*R. B. Bergen y G. F. Sacco.*—Identificación automática de llamadas telefónicas selectivas urbanas (AIOD) para sistemas CENTREX.

*T. J. Plonka y D. T. Yamasaki.*—Evaluación de campo del sistema AIOD.

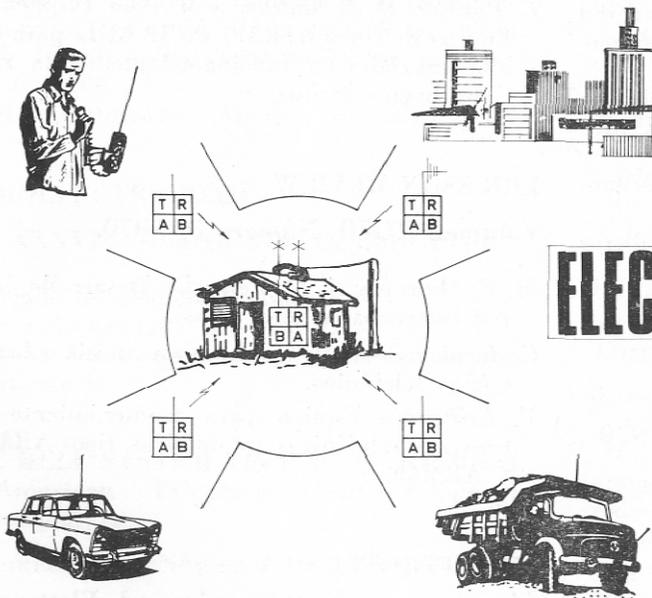
*J. M. Luce.*—Equipo DIRECTOR para aplicación metropolitana.

*J. G. Johnson.*—Registadores para medidas de retardo en el servicio de abonado.

*P. Shuba.*—Sistemas de memoria con núcleo de ferrita para LEAX y TSPS.

# FABRICACION DE **transreceptores**

## DE VHF EN FM Y AM



- FIJOS
- MOVILES
- PORTATILES

para:

ENLACES DE TELECOMUNICACION  
COSTERAS PORTUARIAS  
AVIACION  
SERVICIOS MUNICIPALES  
POLICIA Y DEFENSA CIVIL  
OBRAS PUBLICAS

## ELECTRONICA ENSA S. A.

FIRMA ESPAÑOLA ESPECIALIZADA EN LA LINEA DE LOS TRANSRECEPTORES DE VHF DESDE HACE DOCE AÑOS. DISEÑOS PROPIOS CON APLICACION DE LAS TECNICAS MAS AVANZADAS EN MATERIA DE CIRCUITOS Y COMPONENTES

ROMAN ALONSO 16, MADRID-20  
TELEFONO 2 70 70 00