BIBLIOTECA NOVA ELETRÔNICA

TELEFONIA BÁSICA

do telefone às microondas

ARNALDO MEGRICH

EDITELE

TELEFONIA BÁSICA

Arnaldo Megrich

EDITELE

1985
1.ª Edição
© Todos os direitos reservados à Editele Editora Técnica Eletrônica Ltda.
Proibida reprodução total ou parcial por quaisquer meios, sem prévia autorização por escrito.

Se Graham Bell (ou mesmo Elisha Gray, que por uma questão de horas não registrou uma patente semelhante, perdendo a oportunidade de ser considerado o inventor do telefone) pudesse antever o destino que seria dado à sua descoberta, certamente iria sentir-se recompensado com a revolução tecno-social causada pelo desenvolvimento da telefonia. E quando tratamos desta área, não estamos nos restringindo apenas à comunicação estabelecida entre dois aparelhos telefônicos, mas sim a toda uma estrutura tecnológica orbitando ao redor de uma ciência comum: a das telecomunicações.

Transmissão de sinais via satélite, por enlaces de microondas, transmissão telegráfica, telex, transmissão de dados entre computadores fisicamente isolados e a própria transmissão de voz nos sistemas telefônicos. Todas estas atividades podem, isolada ou combinadamente, executar diferentes tarefas, dentre as quais a telefonia intercontinental, troca de informações entre redes de computadores, videotexto e até auxiliar no diagnóstico médico à distância, através de transmissores especiais conectados ao paciente e terminais operados pelo médico, com uma rede de telecomunicações como intermediária.

Enfim, as aplicações são inúmeras. O objetivo deste curso consiste, em uma primeira etapa, no estudo das técnicas telefônicas, iniciando pelo aparelho telefônico, passando pela análise das centrais telefônicas, o encaminhamento de uma chamada desde o início da discagem até a reposição do fone no gancho e outros tópicos — para então passarmos às técnicas mais avançadas, tais como os sistemas multiplex, transmissões por microondas, troca de informações entre computadores etc.

1 O aparelho telefônico

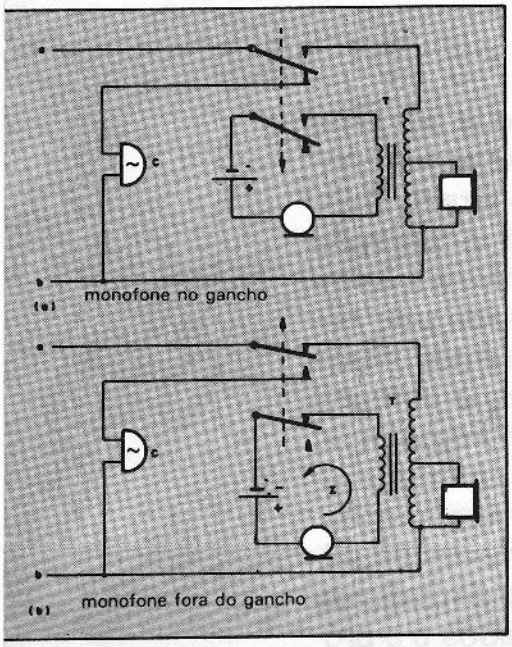


Fig. 1 — *Esquema e operação básica do telefone a bateria local.*

Familiarizemo-nos primeiro com os dois tipos básicos de aparelhos telefônicos: aqueles operando sob o princípio da bateria local (BL), os quais, como o próprio nome identifica, possuem uma bateria interna; e os telefones a bateria central (BC), alimentados também por baterias, mas situadas numa central telefônica, à distância.

Telefones a bateria local

Enquadram-se nesta ramificação os chamados "telefones a magneto". Sua principal característica, que salta imediatamente aos olhos, consiste em uma manivela acoplada ao corpo do aparelho. Tal dispositivo tem a função de gerar um nível de tensão senoidal, com freqüência da ordem de 20 Hz, na linha telefônica — tensão esta que aciona um segundo terminal a ele conectado. Examinemos o circuito elétrico do telefone a magneto, exposto na figura 1.

O esquema representado em 1A ilustra a situação do aparelho com monofone na posição de repouso. Nessas condições, quando na linha telefônica (a, b) estiver presente um sinal senoidal de alta tensão (da ordem de dezenas de volts), a campainha estará em condições de soar, anunciando que uma comunicação está para ser estabelecida; note, também, que o circuito da bateria encontra-se desativado. Ao se retirar o monofone do gancho do aparelho, a situação passa a ser aquela mostrada em 1B. A campainha é desconectada do circuito e o elemento transmissor, alimentado pela bateria. A cápsula receptora, além de permanecer serialmente interligada com a linha telefônica (a, b), pode, através do transformador T, captar os sinais alternados de voz circulantes no primário do mesmo (em níveis muito reduzidos, conforme será visto adiante).

Suponhamos agora que a comunicação esteja se estabelecendo entre um circuito "chamador" e outro "chamado", segundo a configuração da figura 2. Podemos observar, de imediato, a existência de um sério inconveniente: a conversação, embora em condições de ocorrer, causa uma sensação desagradável à pessoa que estiver falando, pois sua voz será reproduzida na cápsula receptora com maior intensidade que a de seu interlocutor.

Devemos então incorporar a esse circuito algo que desempenhe a função de atenuador da voz reproduzida pelo microfone do aparelho, evitando que a pessoa que fala ouça a si mesma. Essa atenuação, porém, deve ser parcial, pois a experiência demonstra ser conveniente

que os interlocutores "sintam" suas próprias vozes, mas em nível inferior ao dos sinais recebidos pela linha telefônica.

De modo a sanar o problema, introduziu-se no circuito do aparelho telefônico uma configuração conhecida por "circuito antilocal" (neste caso, para telefones a bateria local). A configuração dessa rede está descrita na figura 3. Neste circuito, Z denota uma impedância cujas características são semelhantes àquelas apresentadas pela linha.

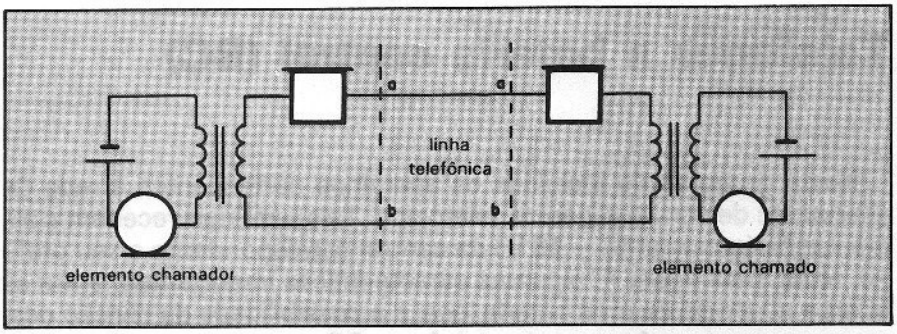
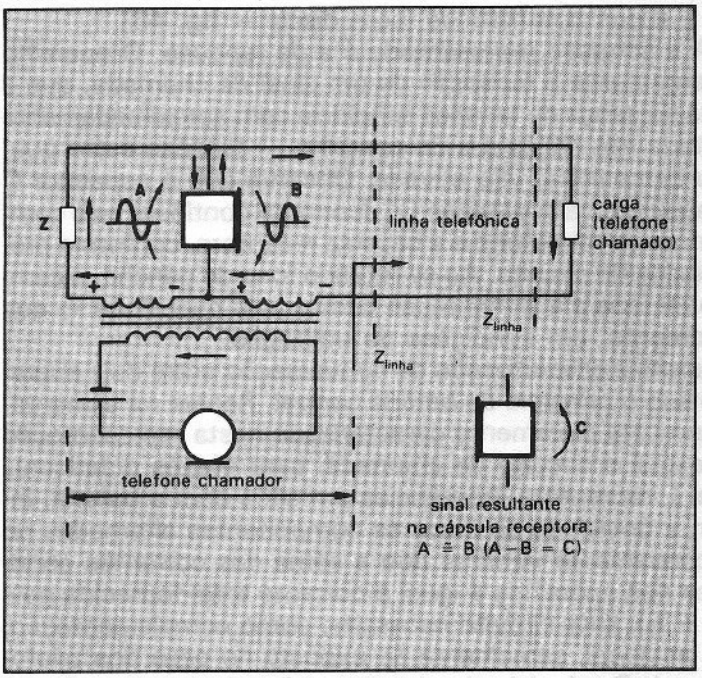
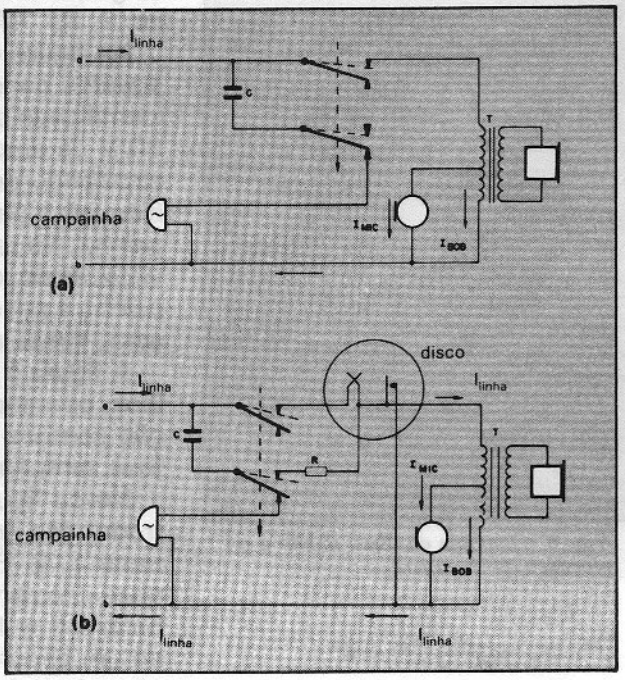


Fig. 2 —*Comunicação entre dois telefones de bateria local.*

Fig. 3—*Princípio de operação do circuito antilocal.*

Fig. 4 —*O telefone BC sem disco (A) e com disco (B).*





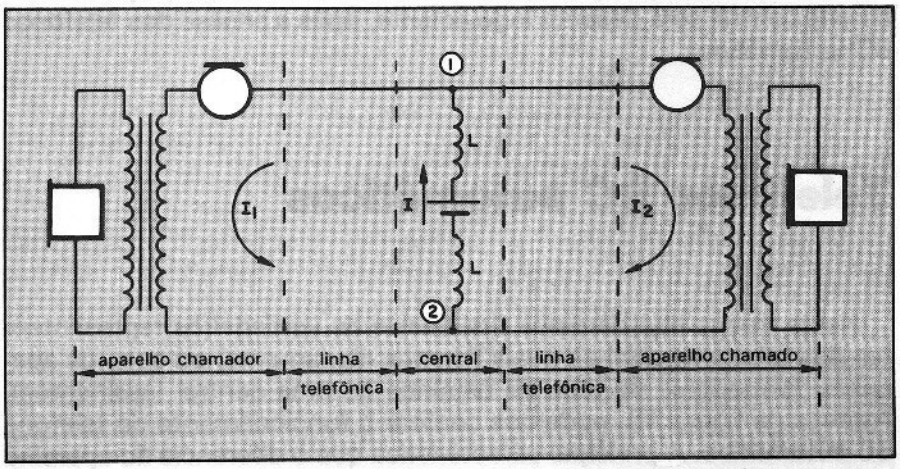


Fig. 5 —*Conversação entre aparelhos de bateria central.*

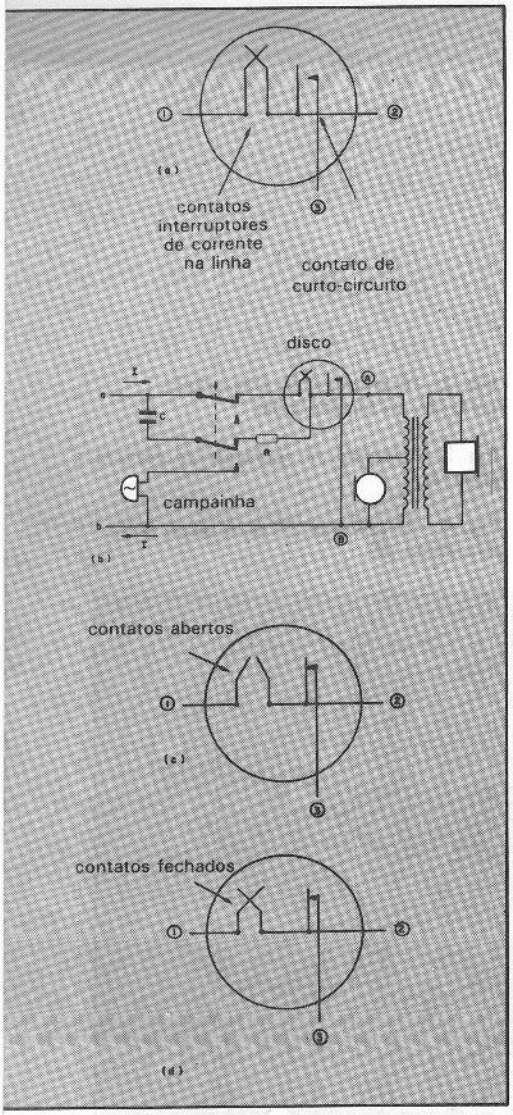


Fig. 6 — *Símbolo do disco datilar e o processo de discagem.*

Observe o fluxo dos sinais, encaminhando-se nas duas seções do enrolamento secundário, resultando em oposição da fase na cápsula receptora. Considerando-se a quase igualdade das impedâncias Z e Z_{linha}, os sinais possuem amplitudes praticamente idênticas (porém não coincidentes, uma vez que a atenuação imposta não deve ser total).

Telefones a bateria central (BC)

Neste grupo estão incluídos os aparelhos pertencentes à rede de assinantes de uma companhia telefônica. Tais terminais recebem a alimentação (geralmente −48 V) da central correspondente a seu prefixo. Note, pela figura 4, algumas características importantes, entre as quais a ausência de uma bateria local e a possibilidade da divisão desse grupo em duas áreas: a dos telefones BC comuns (sem disco datilar — fig. 4A) e a dos automáticos (com disco — fig. 4B).

Na figura 4A a situação representada é a de repouso. O aparelho aguarda constantemente a recepção de um sinal de chamada, que é identificado pela presença de tensões senoidais com aproximadamente 90 V de amplitude nas linhas a-b do aparelho — tensões estas que, circulando pela campainha, vão ativá-la. Observe que o capacitor C bloqueia a passagem da alimentação CC (corrente contínua) pela campainha. No repouso, o microfone e a cápsula receptora, conforme previsto, estão isolados do circuito. Ao se retirar o fone do gancho, a campainha é desconectada e a alimentação circula pelo microfone — que está, nesse momento, em condições de utilização.

A figura 5 sintetiza uma situação de conversação entre dois aparelhos, operando sob o princípio da bateria central. Repare na alimentação comum, que está claramente caracterizada nesta representação (que também exclui o circuito de chamada, para efeitos didáticos).

Nessa figura, L representa indutâncias em série com a bateria, introduzidas com a finalidade de filtrar as componentes alternadas no ramo 1, 2. É conveniente verificar que a soma das correntes contínuas circulantes nos aparelhos é igual à corrente total fornecida pela bateria ($I = I_1 + I_2$). Este circuito necessita, como complementação, de um circuito antilocal, semelhante ao exposto no caso dos telefones a bateria local. O princípio do circuito antilocal para aparelhos a bateria central será descrito logo adiante, após a análise dos telefones BC automáticos.

Telefones BC automáticos

Nesta etapa, abordaremos finalmente os verdadeiros representantes dos telefones com os quais lidamos diariamente, ou seja, os aparelhos formadores da rede de usuários de uma central (assinantes). Através da figura 4B, podemos analisar o funcionamento do telefone BC automático. A principal característica que o diferencia do aparelho

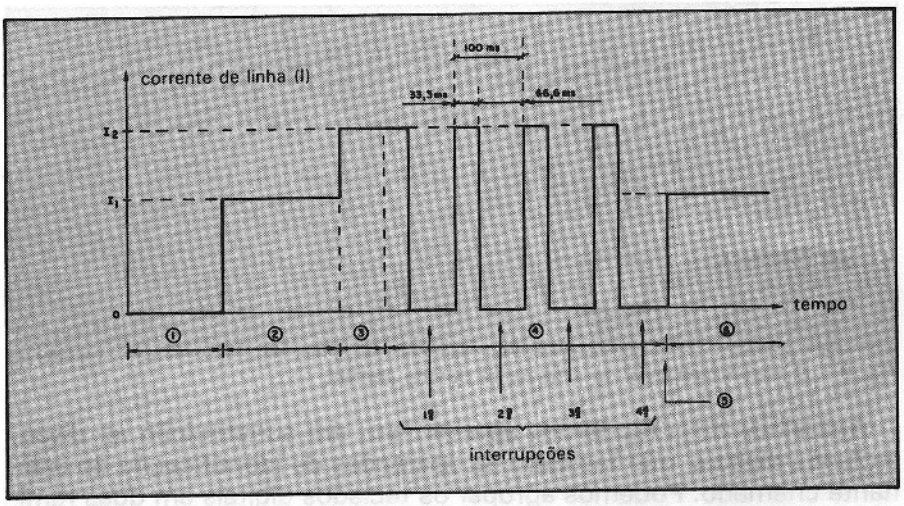


Fig. 7 —*Emissão decádica de sinais (no exemplo, a discagem do número 4).*

BC comum reside no acréscimo de um disco datilar em série com a linha. Vamos observar com mais detalhes o funcionamento desse dispositivo, cujos diagramas estão ilustrados na figura 6.

Em A e B notam-se, respectivamente, uma vista ampliada do disco datilar e suas conexões com um telefone BC (representado na condição de monofone fora do gancho). Ao se girar o disco para a direita, ao encontro do elemento de bloqueio, está-se preparando a emissão de mensagens para a central telefônica. O contato de curto-circuito é fechado, impondo ao ponto Ⓐ o mesmo potencial de Ⓑ. Em conseqüência, a corrente circulante no microfone é interrompida. Ao se liberar o disco, ele tenderá a retornar à posição de repouso; porém, durante seu percurso o contato de curto-circuito permanece fechado (não há alimentação no microfone) e, paralelamente, os contatos interruptores de correntes são abertos (fig. 6C) e fechados (fig. 6D) tantas vezes quanto necessárias, de modo a criar uma vinculação numérica com o dígito discado. Ⓐ finalidade dessas aberturas e fechamentos consiste no envio de uma sinalização à central telefônica, correspondente aos números gerados, identificadores de um segundo assinante, com o qual o aparelho chamador deseja entrar em comunicação.

O gráfico exposto na figura 7, analisado em conjunto ao esquema anteriormente mencionado (fig. 6B) fornece uma visão real da variação da corrente I circulante na linha telefônica, ao se discar o dígito 4.

Vejamos mais detidamente as características mais interessantes desse gráfico. Durante o intervalo ①, o aparelho encontra-se na situação de repouso. O monofone permanece no gancho, e não há corrente circulante na linha. Em ②, o monofone é levantado do gancho, e há circulação de corrente pelo telefone (I_1). Durante a fase ③, o número 4 é encaminhado até o bloqueio do disco. Note que a corrente circulante na linha aumenta (I_2), uma vez que o microfone, ao ser curto-circuitado, reduz a impedância apresentada pelo aparelho. Esta situação é mantida no trecho ④, mas, como o disco se reencaminha à posição original, fará com que a corrente na linha seja interrompida quatro vezes até o final de seu movimento (⑤). Na etapa ⑥, a corrente nominal é restabelecida no aparelho, a qual permanecerá nesse valor até o início da discagem de outro número.

Os tempos de passagem (33,3 ms) e interrupção (66,6 ms) da corrente, para cada ciclo (abertura/fechamento do contato em série com a linha), também estão registrados nessa figura. Note que cada período possui a duração total de 100 ms.

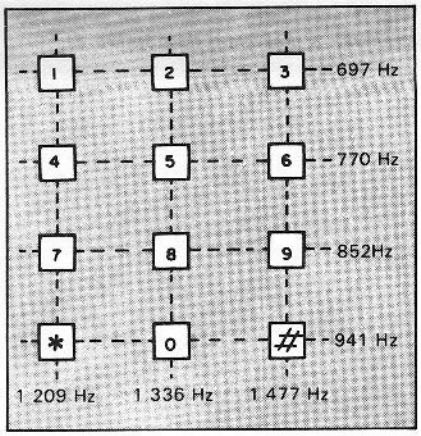


Fig. 8 — *O teclado MF e as freqüências envolvidas.*

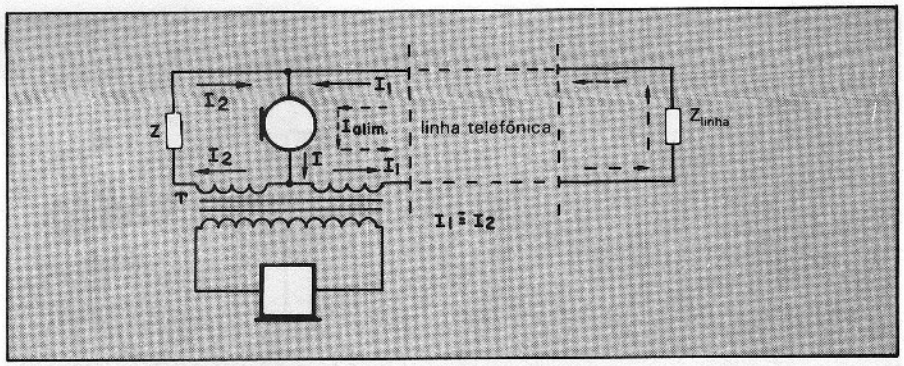


Fig. 9 — *O circuito antilocal no sistema de bateria central.*

Aparelhos mais modernos apresentam, em substituição ao disco, teclados digitais, que facilitam as operações de identificação do assinante chamado. Podemos agrupar os teclados digitais em duas ramificações: a primeira, emitindo sinais decádicos, de forma semelhante ao disco examinado (interrupção de corrente na linha telefônica); a segunda classe opera com o envio de combinações de freqüências (sinalização multifreqüencial ou MF) — princípio que consiste na emissão de freqüências do espectro de voz (0 a 3 400 Hz) nas comunicações com a central telefônica, ao invés de simples interrupções de corrente. Centrais tecnologicamente mais avançadas dispõem de equipamentos reconhecedores da sinalização MF. Assim, os aparelhos abrangidos por estas centrais devem possuir, necessariamente, teclados desse tipo.

Convém analisarmos certos detalhes sobre os discos operantes em MF, orientando-nos pela figura 8. Neste tipo de sinalização, as informações enviadas à central constam de um "pacote" de duas freqüências para cada dígito, cada número possuindo uma composição particular. Como exemplo, temos o caso do dígito 7, que, ao ser pressionado, envia à central telefônica um par de sinais: um na freqüência de 852 Hz e o segundo, em 1 209 Hz. Essa combinação identifica estritamente o acionamento desse dígito no teclado, que é então reconhecido na central.

As posições cujas combinações são formadas pelas freqüências 941 Hz/1 209 Hz e 941 Hz/1 477 Hz destinam-se a recursos adicionais, tais como a memorização de um conjunto de dígito ou a reemissão de um dado bloco já digitado. Como vantagem imediata da utilização desse método, pode-se mencionar a maior velocidade de envio dos códigos (principalmente com longas cadeias de números, tal como ocorre em ligações internacionais).

Circuito antilocal em telefones BC

Como complementação à análise dos telefones BC (comuns e automáticos), vamos apresentar o circuito antilocal existente nesses aparelhos. Conforme demostra a figura 9, seu princípio é basicamente idêntico àquele analisado anteriormente (no caso BL), bem como suas finalidades. A diferenciação reside apenas na alimentação microfônica, que é fornecida, nesse caso, pela central.

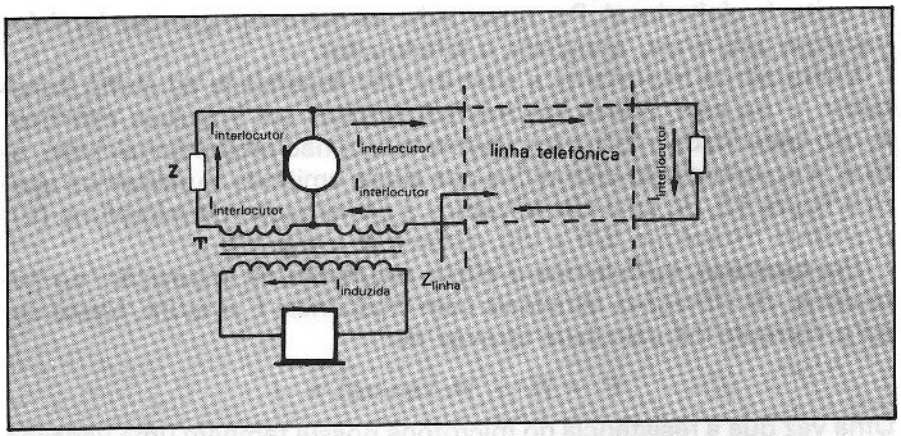


Fig. 10 — *Correntes envolvidas no sistema BC.*

Esta alimentação está representada pelas linhas pontilhadas ($I_{alim.}$). Trata-se da corrente CC circulante pelo microfone, que não é induzida — evidentemente — para o secundário do transformador (cápsula receptora). Quando o microfone recebe os sinais de voz, gera uma corrente I, alternada; esta, ao atingir o ponto central do enrolamento de T, divide-se em duas componentes: I_1 e I_2, de valores aproximadamente iguais. Como cada uma dessas parcelas está circulando em sentidos opostos (defasadas de 180°) no enrolamento primário, quase não haverá indução para o secundário. Ou, em outros termos, a indução no secundário será devida à diferença das correntes ($I_1 - I_2$), bem mais reduzida que I.

Logo, a cápsula receptora não sofrerá um forte estímulo, reproduzindo apenas levemente as variações microfônicas. O usuário do aparelho, com isto, apenas se apercebe de que sua voz está sendo transmitida, mas não a escuta com o mesmo nível em que recebe os sinais de seu interlocutor. Note que, quando o interlocutor fala, a corrente gerada no primário de T não se cancela, como no caso que acabamos de expor (observe a fig. 10). Não havendo anulação, há um reforço de sinal nas duas seções do enrolamento primário, impondo uma corrente $I_{induzida}$ elevada.

Microfone e cápsula

Estudaremos agora uma das partes vitais do aparelho telefônico: o microfone. A conversão de vibrações sonoras em impulsos elétricos é obtida através de um recipiente contendo carvão granulado, através do qual a corrente elétrica pode transitar. Um diafragma (fig. 11) atuando nesse grânulos pressiona as partículas de carvão, alterando a resistência ôhmica do dispositivo e variando a corrente que passa por ele, proporcionalmente à pressão imposta a essas partículas.

O diafragma atuante por sobre os grânulos de carvão é constituído basicamente de uma membrana de alumínio. Note que o microfone está sendo alimentado por uma corrente contínua proveniente da central (aparelhos BC) e que as vibrações no diafragma são traduzidas, em termos elétricos, em uma modulação desse nível constante. São exatamente esses sinais variáveis que são induzidos no secundário do transformador, sendo portanto necessárias algumas precauções para

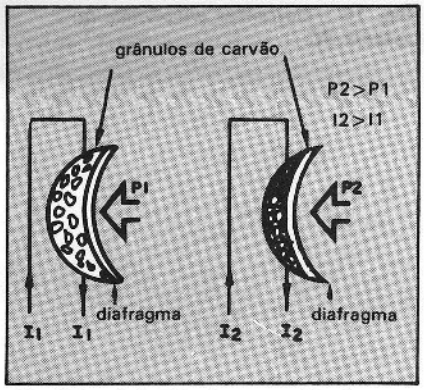


Fig. 11 —*Princípio de operação do microfone de carvão.*

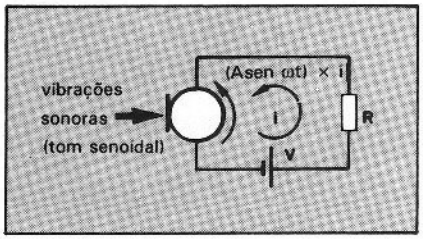


Fig. 12 —*Análise da não linearidade do microfone.*

se evitar o efeito local. Por outro lado, as correntes geradas também circulam pela linha, atingindo o interlocutor.

Outro ponto importante a citar é a não linearidade do efeito transdutor — ou seja, ondas sonoras convertidas em impulsos elétricos. A não linearidade implica forçosamente em não proporcionalidade, isto é, a ocorrência de distorções nos sinais emitidos. Analisemos agora a figura 12, na qual identificamos a alimentação do microfone (V), o próprio microfone (M) e um resistor de carga (R).

Por hipótese, calculemos o efeito resultante da imposição, no microfone, de vibrações senoidais com freqüência $f = \omega/2\pi$. Neste caso a corrente *i* é calculada através de:

$$V = Ri + (A \operatorname{sen} \omega t) \times I$$

Uma vez que a resistência do microfone possui também uma variação senoidal, na mesma freqüência dos sinais sonoros.

Desta forma, obtemos para *i* a seguinte expressão:

$$i = \frac{V}{R + A \operatorname{sen}\omega t}$$

que pode ser modificada para:

$$i = \frac{V}{R}\left(\frac{1}{1 + \frac{A}{R}\operatorname{sen}\omega t}\right)$$

resultando na expansão em uma série:

$$i = \frac{V}{R}\left[1 - \left(\frac{A \operatorname{sen}\omega t}{R}\right) + \left(\frac{A \operatorname{sen}\omega t}{R}\right)^2 - \left(\frac{A \operatorname{sen}\omega t}{R}\right)^3 \ldots\right]$$

que caracteriza a não linearidade do microfone. Na prática, felizmente, a relação A/R é reduzida ($<< 1$) e, conseqüentemente, os termos desta série tendem rapidamente a zero, não causando grandes distorções.

Possuindo a função inversa ao microfone, as cápsulas receptoras transformam a energia elétrica (variação de corrente) em vibrações mecânicas, através de diafragma. Existem duas técnicas para a obtenção dessas vibrações: através de cápsulas eletromagnéticas e eletrodinâmicas.

A primeira forma baseia-se na aplicação da corrente em uma bobina em torno de um ímã permanente, com um fluxo variando em função da corrente aplicada. Esse fluxo atua em um diafragma, cuja movimentação causa o deslocamento das moléculas de ar. A segunda técnica utiliza uma membrana fixada em uma bobina movimentada dentro do campo magnético criado por um ímã. Ao introduzir-se a corrente nessa bobina ela forçará a membrana a movimentar-se proporcionalmente às variações elétricas.

Quanto às vantagens e desvantagens da adoção de uma outra técnica, cabe mencionar que a cápsula eletromagnética é mais simples e mais robusta, ao passo que a eletrodinâmica é vantajosa quando se deseja maior sensibilidade (reconhecimento, pela cápsula receptora, de níveis reduzidos de corrente).

2 A comutação telefônica

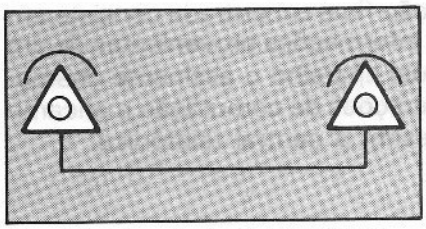


Fig. 13 — *A essência da comunicação telefônica.*

Em nosso primeiro capítulo, dedicamo-nos ao estudo dos terminais telefônicos. Foram expostos os diferentes tipos de aparelhos telefônicos existentes e analisamos o processo de discagem. Neste capítulo, abordaremos o trajeto para o estabelecimento de uma conversação. Veremos o que se faz necessário para que um assinante consiga localizar outro, com o qual deseja entrar em contato. Acompanharemos o destino dos pulsos originados pela discagem e as funções dessa sinalização.

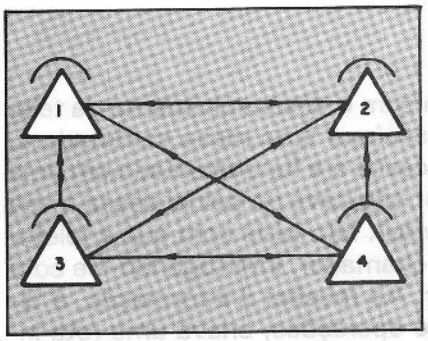


Fig. 14 — *Comunicação entre 4 aparelhos telefônicos.*

O porquê de uma central telefônica

Simplificando ao máximo o princípio da conversação entre assinantes, chegamos à situação na qual apenas dois aparelhos viriam a constituir uma rede telefônica, conforme ilustra a figura 13. Todavia, dois únicos assinantes mantendo contato entre si não satisfazem os requisitos de uma comunicação em seu sentido mais amplo. É preciso criar condições para que um dado aparelho possa entrar em contato com vários outros, à sua livre escolha e, reciprocamente, para que este terminal possa receber chamadas de qualquer assinante, indistintamente. Isto constitui, em realidade, o princípio de uma rede de comunicações.

A figura 14 representa uma rede que aparentemente atende a esses requisitos envolvendo quatro terminais telefônicos, cada qual podendo se comunicar com os demais. Note que cada linha traçada corresponde fisicamente a um par de fios. Porém, essa situação cria um inconveniente: imagine que o telefone ① queira estabelecer uma ligação com o aparelho ④. Caso ② ou ③ venham a ter seus monofones retirados do gancho, também participarão, seja como interlocutores ou simplesmente como ouvintes dessa conversação — o que rompe o sigilo da ligação.

De modo a sanar o problema, surge um novo conceito: o da **comutação**. Com ela, o terminal desejado é escolhido, eliminando-se os demais aparelhos pertencentes a essa rede. A idéia da comutação pode ser melhor compreendida se acoplarmos em série ao telefone uma chave selecionadora, por intermédio da qual o assinante chamador determina com qual aparelho o contato será realizado. Observe a figura 15 e atente para as chaves conectadas a cada terminal. Veja, no entan-

Complexidade da comutação local
Tabela 1

nº de telefones	pares de fios
10	45
100	4 950
1 000	499 500
10 000	49 995 000

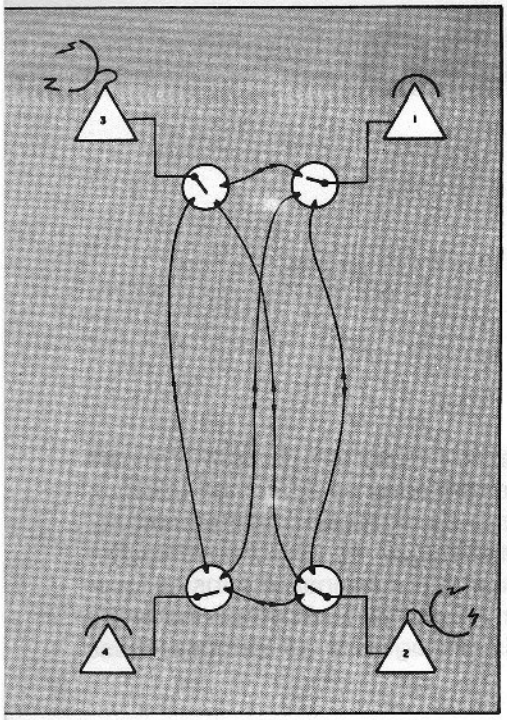


Fig. 15 —*Princípio básico da comutação.*

to, que um problema grave ainda não foi contornado: o grande volume de pares de fios que seriam necessários para uma solução como esta.

O exemplo dado demonstra uma situação na qual quatro telefones, cada qual com uma chave selecionadora, estão interligados entre si. Para quatro aparelhos, são necessários seis pares de fios; para cinco terminais, dez pares de fios deveriam ser instalados; para dez, quarenta e cinco pares, e assim por diante (Tabela 1), segundo a fórmula:

$$\text{Número de pares de fios} = \frac{t \cdot (t - 1)}{2}$$

onde t representa o número de aparelhos agregados à rede.

Comprova-se, assim, a complexidade gerada pela expansão dessa rede. Devido a esse problema, a solução final encontrada consiste em um núcleo comutador, que recebe as informações provenientes de um dado telefone (que designam com qual aparelho o assinante chamador deseja se conectar), realiza as operações de comutação e encaminha a ligação. Está caracterizada, assim, a central telefônica.

Funcionamento de uma central

As primeiras centrais que surgiram com o desenvolvimento da telefonia distinguiam-se pelo fato de possuírem uma mesa comutadora, controlada por uma telefonista. O processo era fundamentado em uma sinalização que o assinante chamador originava no painel dessa mesa (geralmente através de sinais luminosos). Isto fazia com que a telefonista se conectasse com o elemento chamador, interrogando-lhe com qual aparelho desejava se comunicar. Ao receber a informação, a telefonista, sempre através da mesa de operações, criava uma rota interligando o assinante chamador e o chamado; o encaminhamento era desfeito ao final da conversação. Hoje em dia o processo ainda está em uso, mas sob outro aspecto: as centrais PBX (*Private Branch Exchange*), muito utilizadas por empresas de médio e grande porte para a comunicação entre departamentos. As centrais PBX, porém, estão sendo substituídas aceleradamente por outro processo, automatizado: as PABX (onde *"A"* significa *automatic*).

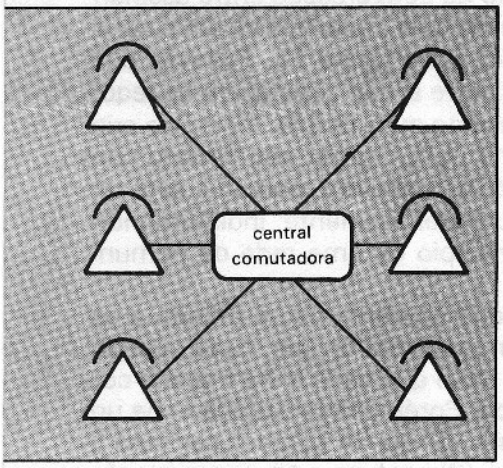


Fig. 16 —*Centralizando as funções de selecionamento.*

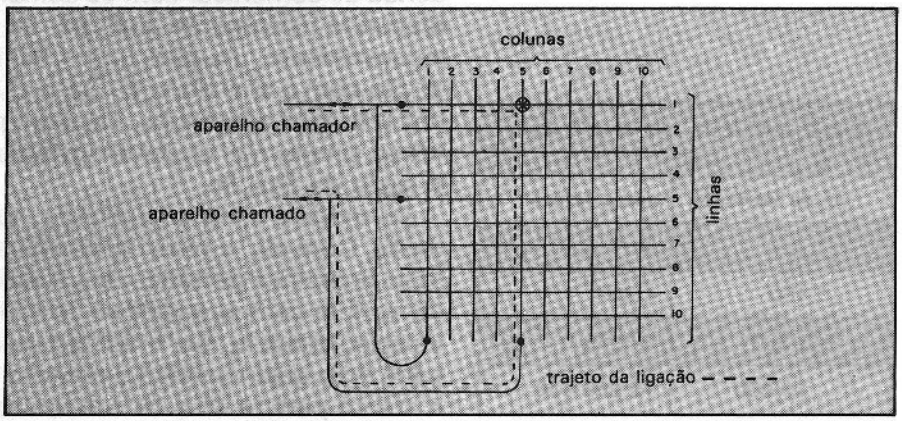


Fig. 17 —*Esquema simplificado de uma matriz* crosspoint.

Retornemos, porém, para a nossa mesa de operações: a figura 16 representa, em síntese, o princípio da centralização das funções de seleção em um único elemento: a central comutadora. Essa central, portanto, representa a mesa comutadora e a telefonista, no caso da comutação manual; ou o chaveamento automático, em sistemas mais avançados. Ambos os processos, todavia, partem do mesmo princípio essencial: a disposição da rede telefônica em estrela, tendo como centro o elemento inteligente (que comanda o estabelecimento das ligações) e, como pontas, os terminais telefônicos.

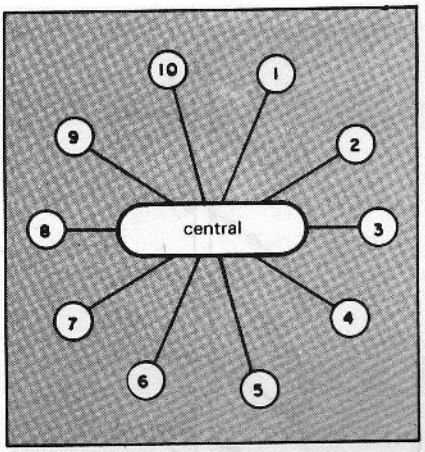


Fig. 18 —*Exemplo simplificado de uma rede telefônica.*

A matriz crosspoint

O estudo da matriz *crosspoint* é de vital importância para a compreensão das modernas técnicas de telefonia. É utilizada como base nos seletores *crossbar* (os quais veremos mais adiante) e nos sistemas mais modernos de comutação telefônica. Observando a figura 17, suponhamos a existência de uma rede em estrela, contendo 10 terminais conectados à central, e que esta consista de uma matriz *crosspoint* (fig. 18).

Para analisar o funcionamento dessa matriz, vamos adotar como exemplo uma conversão imaginária entre o aparelho ① e o ⑤, o primeiro sendo o chamador e o segundo, o chamado. Como toda matriz, a *crosspoint* também é fundamentada em linhas e colunas. A intersecção de uma linha com uma coluna origina um elemento da matriz e cada aparelho está conectado a uma dessas intersecções — ou seja, o telefone ① possui ligações com a linha ① e a coluna ①; o aparelho ⑦ é associado à linha ⑦ e à coluna ⑦ e assim sucessivamente para os demais. Por hipótese, desejamos estabelecer uma ligação entre o assinante ① e o ⑤. Para isto, basta que a malha originada

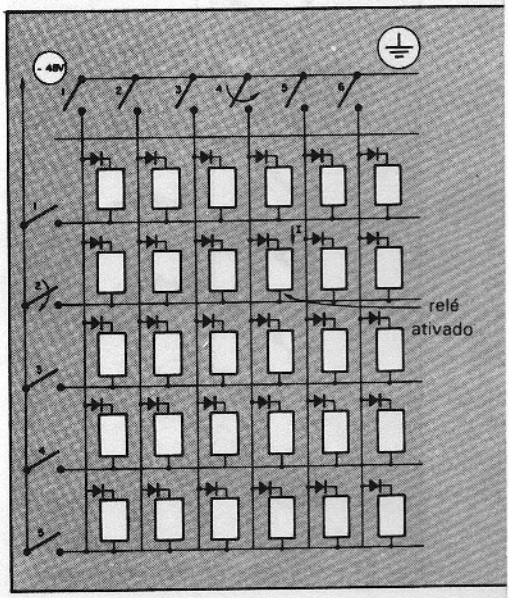


Fig. 19 —*O sistema* crosspoint *e o conjunto de relés.*

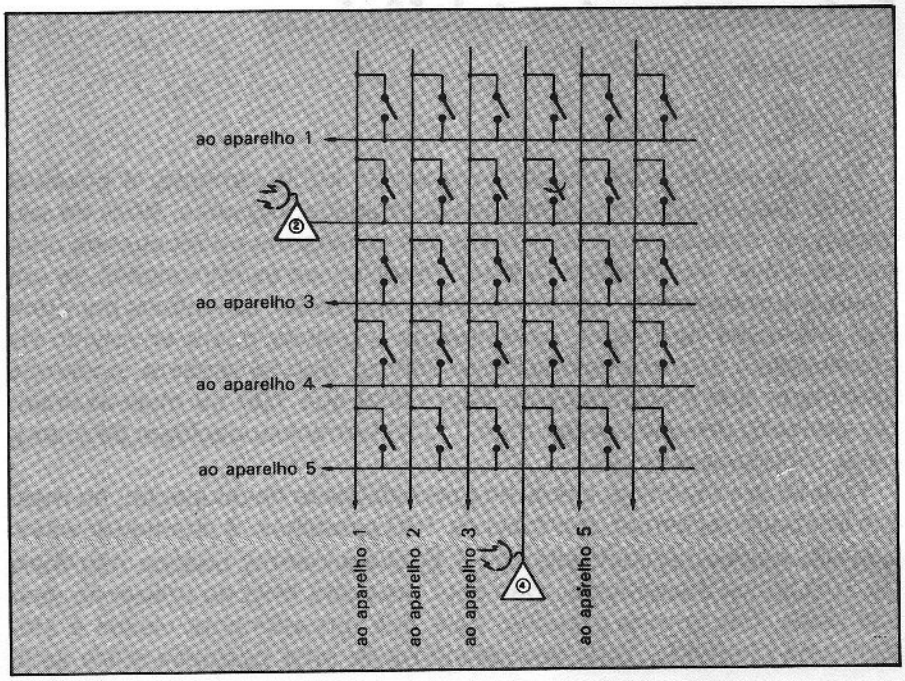


Fig. 20 —*O sistema* crosspoint *e os contatos dos relés.*

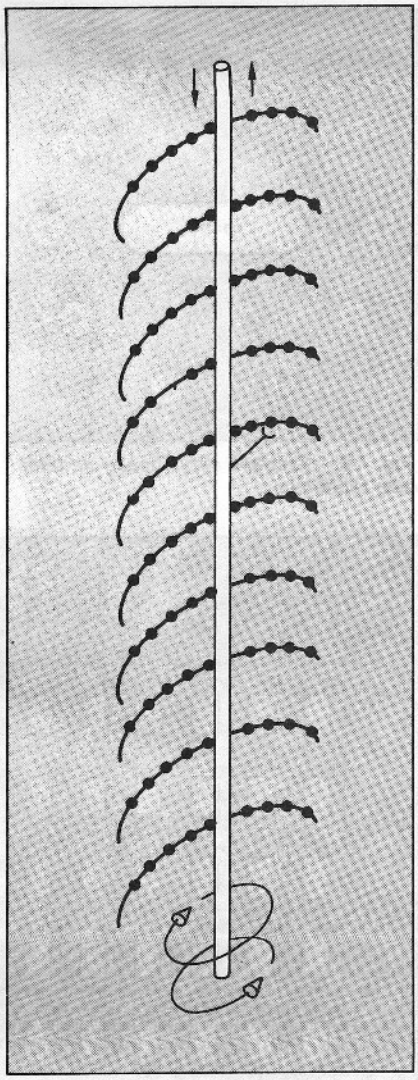


Fig. 21 — *O seletor de dois movimentos.*

por essa matriz possua a intersecção da 1.ª linha com a 5.ª coluna em contato real (representado pelo símbolo * na fig. 17).

Em outras palavras, a matriz em seu estado de repouso (todos os aparelhos com seus monofones no gancho) está com as suas intersecções no estado "aberto". Quando um telefone vier a se comunicar com outro, a linha correspondente a este assinante será ativada, bem como a coluna associada ao aparelho chamado. Há, então, a determinação de um ponto único (intersecção da linha chamadora com a coluna chamada) que está em atividade (estado "fechado"). Note que um assinante genérico, podendo ora ser o elemento chamador, ora o chamado, deve estar simultaneamente associado a uma linha (pois eventualmente originaria chamadas) e a uma coluna (para o caso de recebê-las).

Uma explanação mais detalhada da matriz *crosspoint* é esboçada pelas figuras 19 e 20. Nestas visualizamos a construção prática de circuitos matriciais que exercem as funções de estados "aberto" e "fechado", através de relés. Observe também a existência de chaveamento determinando qual é o aparelho chamador (linha) e o chamado (coluna). Neste exemplo, a nossa rede consta de 5 assinantes, com o terminal ② comunicando-se com o ④.

Em nossos estudos relativos à matriz *crosspoint*, assumimos implicitamente uma característica de "liberdade de entroncamento" em nossa pequena central. Isto significa que um dado assinante, sempre que desejar entrar em comunicação com um outro, encontrará obrigatoriamente uma linha livre, a menos que este segundo já esteja em comunicação com um terceiro elemento. Todavia, este princípio é altamente antieconômico, se levarmos em consideração que uma central com 1 000 terminais necessitaria de 1 000 × 1 000 = 1 milhão de conjuntos de relés. A questão é contornada por meio de um dimensionamento mais realista do tráfego (número de linhas ocupadas) da central.

Entroncamentos telefônicos

Em que reside esse dimensionamento? Intuitivamente, é possível afirmar que um aparelho telefônico permanece, digamos, 90% de seu tempo em repouso e os 10% restantes solicitando ou recebendo chamadas. Logo, se uma dada central obedecesse às imposições de um "livre entroncamento", seus relés iriam apresentar-se inativos por grandes intervalos de tempo, confirmando o grande custo envolvido na construção e na manutenção dessa central. Sob tal aspecto, podemos considerar que é praticamente impossível que 100 ou mais assinantes, no caso de uma central com 1 000 terminais, decidam se comunicar simultaneamente.

Fixada, por hipótese, a reduzida probabilidade de ocupação, no mesmo intervalo de tempo, por mais de 100 aparelhos, é altamente viável que um núcleo concentrador de 1 000 assinantes possua não mais de 100 linhas disponíveis, mas com uma alta taxa de utilização dessas rotas. Em termos práticos, para que um assinante viesse a efetuar uma chamada, seria necessário haver uma pesquisa entre as li-

nhas existentes, de modo que o primeiro encaminhamento livre encontrado fosse imediatamente ocupado por esse terminal. É exatamente essa a filosofia implantada em uma central real: existe sempre uma disponibilidade de linhas inferior ao número de aparelhos a ela conectados.

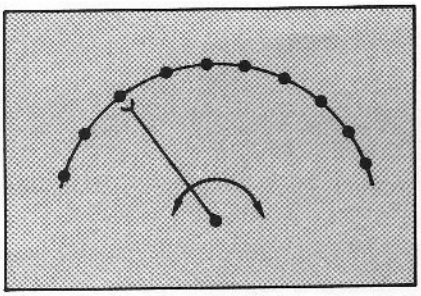


Fig. 22 — *O seletor de um só movimento.*

Concretização das técnicas de comutação

Como toda ciência, o desenvolvimento da comutação telefônica, na prática, foi orientado segundo as possibilidades e limitações das técnicas disponíveis na época de seu surgimento. A construção de redes matriciais ainda era inviável, pois, no século XIX e na primeira metade do XX, a eletrônica ainda engatinhava; e a inviabilidade da utilização de relés se fazia patente, devido ao alto custo. As soluções adotadas, então, sofreram grandes influências da mecânica, que era, realmente, o grande trunfo tecnológico da época.

E foi assim que o desenvolvimento de grandes centrais teve origem. Em 1889, Almon B. Strowger inventa o seletor de dois movimentos, que pode ser descrito, em suma, como 10 linhas contendo 10 contatos cada, posicionados de forma matricial (10 × 10). Um eixo, fixado paralelamente ao plano formado pela matriz, contendo uma haste, movimentava-se na vertical e na horizontal, efetuando um contato elétrico entre a haste e cada um dos 100 contatos.

A idéia teve sucesso, mas sob um aspecto um tanto diferente: o plano dos contatos foi modificado para o formato de um arco e os movimentos limitavam-se a deslocamentos na vertical e rotativos do próprio eixo (fig. 21). Uma variante desse dispositivo, o seletor de um único movimento, que nada mais era do que uma simplificação do engenho anterior, também foi empregado nos primórdios da telefonia. Esse seletor, ao invés de possuir uma matriz de contatos, contava com apenas uma linha deles e o eixo realizava deslocamentos apenas rotativos (daí seu nome). A figura 22 esboça o funcionamento de um seletor desse tipo.

Esses comutadores, em homenagem ao seu inventor, também receberam a denominação de *chaves de Strowger*, que passou a designar todos os comutadores operando sob este princípio. Com a disponibilidade dessa técnica, tornou-se possível projetar entroncamentos telefônicos, tal como o sugerido pelo exemplo da figura 23 — que atende uma rede de 100 telefones, através de 10 linhas. Como essa estação dispõe de apenas uma centena de aparelhos, cada qual receberá um código, variando de 00 a 99.

É bom nos acostumarmos, desde já, à nomenclatura empregada nas centrais telefônicas: os seletores primários reconhecem que um dos assinantes suspendeu o fone do gancho, procurando acoplar-se, após uma busca, a um seletor de grupo. Este reconhece o primeiro dígito discado, posicionando-se no contato correspondente a esse número e conectando ao seletor de grupo em operação um seletor final, associado ao conjunto de aparelhos, cujo primeiro número do código coin-

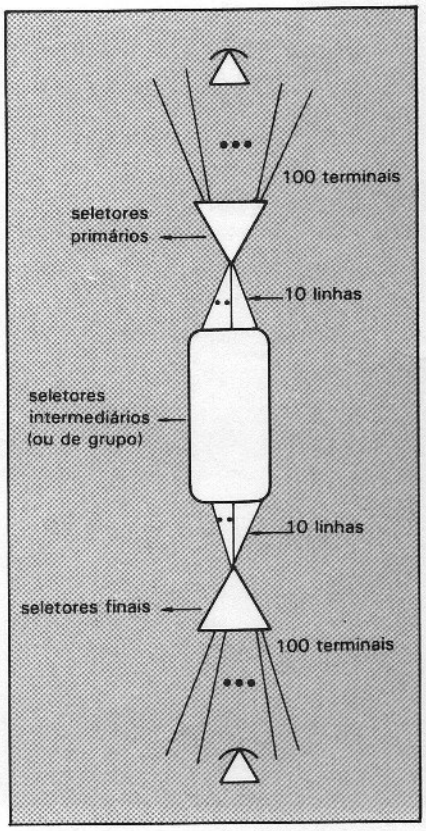


Fig. 23 — *Esquema simplificado do entroncamento telefônico.*

cide com o discado. Ao fornecer o segundo dígito, o assinante chamador acaba de identificar o aparelho com o qual deseja estabelecer a conversação. Essa segunda informação é interpretada pelo estágio seletor final, que pesquisa no grupo de contatos selecionados aquele que é função do segundo número fornecido. O contato selecionado, por sua vez, é interligado ao terminal chamado e a ligação, estabelecida.

Esse exemplo, embora simples, nos ajuda a compreender o mecanismo do encaminhamento de uma chamada telefônica. A figura 24 expõe uma situação em nossa pequena central, na qual o aparelho 86 mantém conversação com o assinante 99 — além do correspondente posicionamento dos seletores primários, intermediários e finais. Como nosso exemplo é de caráter estritamente didático, utilizamos apenas chaves seletoras de um movimento, visando auxiliar o entendimento do processo de busca do aparelho chamado.

Analisemos, então, o trajeto escolhido pelo aparelho 86: ao se tirar o monofone do gancho, o seletor primário de número 86 é ativado e começa a girar, da esquerda para a direita, verificando se algum seletor de grupo está disponível no momento. Ao passar pelo primeiro contato (correspondente às conexões com o 1.º seletor de grupo), verifica que este encontra-se ocupado (com alguma outra ligação que está ocorrendo no mesmo instante). O eixo passa, portanto, para o segundo contato, verificando que o 2.º seletor de grupo não está sendo utilizado. Imediatamente, inibe-se a varredura dos outros seletores, pois a finalidade inicial já foi alcançada. O assinante do aparelho 86 disca o primeiro número — 9 — e a informação é transmitida ao seletor de grupo, sendo decodificada pela chave, através de nove etapas de giro, com o ponteiro do eixo estacionando no 9.º contato. Com essa etapa, está selecionado, entre os seletores finais, aquele associado à família 9X, englobando todos os aparelhos cujos códigos iniciam com o dígito 9 (90 a 99). Ao discar o segundo identificador, o braço do eixo pertencente a este seletor final é movido 9 passos, apontando finalmente para o terminal destinatário (99).

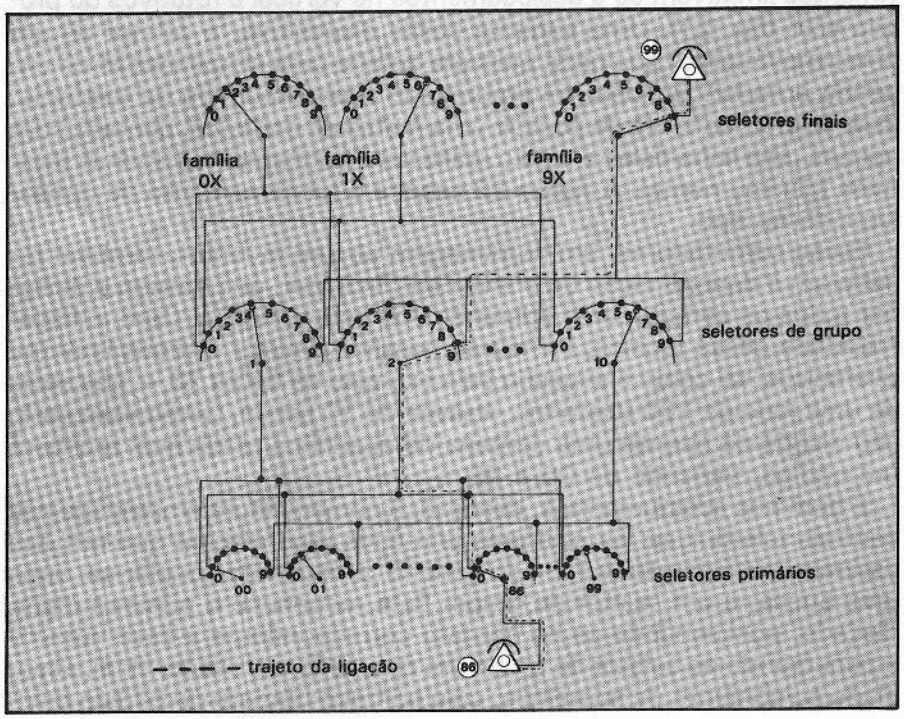


Fig. 24 — *O princípio do entroncamento pelas chaves de Strowger.*

Comando direto e indireto

Firmados os conceitos relativos às chaves de Strowger, avancemos mais alguns passos na evolução das técnicas telefônicas. Vejamos agora certos aperfeiçoamentos introduzidos nessas chaves, analisando a gradativa automação que pouco a pouco se impôs nas instalações de uma central telefônica.

Em exemplos anteriores, nos casos em que um assinante tentava estabelecer uma conversação com outro, associamos a discagem deste primeiro com a movimentação de chaves seletoras. Ou seja, o próprio ato de discar gerava informações codificadas, em forma de interrupções na corrente de alimentação do aparelho, que atuavam diretamente sobre as chaves, movimentando-as. Através da figura 25, o leitor pode notar a forma pela qual os impulsos elétricos, aplicados a conjuntos de eletroímãs, atuam no eixo dessas chaves, deslocando-as horizontal e verticalmente, conforme os dígitos enviados.

Assim, nos deslocamentos horizontais a magnetização do eletroímã ⓐ libera a catraca ⓔ, acarretando um pequeno giro do eixo ⓒ, por intermédio da engrenagem ⓗ; por outro lado, o eletroímã ⓑ, ao ser ativado, vem solicitar a catraca ⓓ acoplada com o sistema dentado ⓘ — o qual, por seu turno, eleva o eixo ⓒ, que implica a realização de posicionamentos verticais. O bloco ⓕ representa o conjunto de contatos, selecionados, enquanto ⓖ consiste no contato selecionador. É através deste princípio que as chaves de Strowger são implementadas.

Entretanto, o acionamento direto desses dispositivos pelo próprio ato da discagem restringe o número de contatos selecionados (100 no total, 10 fixados horizontalmente e 10 verticalmente) em cada chave, devido à limitada gama de códigos gerados pelas informações discadas (de 0 a 9, apenas). Dessa forma, dois dígitos discados seqüencialmente — por exemplo, 74 — moveriam o contato selecionador para a 7.ª linha e posteriormente para a 4.ª coluna. Longas cadeias de informações, necessárias conforme a dimensão da rede de assinantes (4, 5 ou mais dígitos), implicam maior número dessas chaves, certamente onerosas e com grande necessidade de manutenção. As centrais que operam sob este método são classificadas como "centrais de comando direto", conforme ilustra a figura 26.

Vemos, então, que a vinculação entre números discados e rotas selecionadas passa a se tornar uma desvantagem evidente, à medida que as redes telefônicas se ampliam em tamanho e complexidade. Paralelamente a este problema, o sistema dificulta significativamente as comunicações entre centrais distintas. Desse modo, para que um assinante conectado a uma central A possa se comunicar com um segundo terminal, pertencente à central B, são necessários artifícios adicionais, como será visto logo adiante. As centrais de comando direto, devido ao fato de serem constituídas por seletores com mecanismos independentes, onde cada dígito opera um deter-

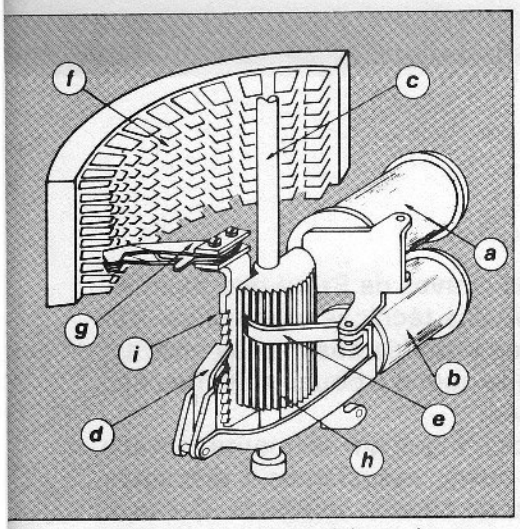


Fig. 25 — *A chave de dois movimentos.*

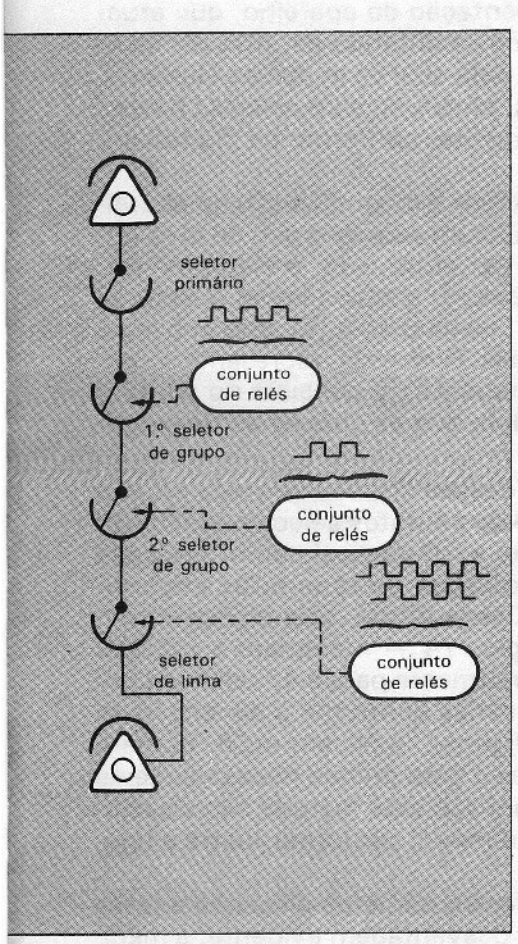


Fig. 26 — *Central de comando direto.*

minado estágio de seleção, são também designadas como "centrais passo-a-passo".

Como essas centrais são bastante inflexíveis a expansões e alterações devido à dependência direta entre o código do assinante e a movimentação dos seletores, pensou-se em criar um bloco que isolasse as informações provenientes do assinante daquelas acionadoras das chaves. Nasceu, então, o princípio da "central de comando indireto", onde as informações vindas do terminal telefônico são armazenadas em dispositivos especiais — que manipulam esses dados, executando posteriormente os deslocamentos das chaves seletoras, através de códigos enviados pelo bloco intermediário. Com o isolamento entre a discagem e o comando de acionamento dos seletores, a central adquiriu maior flexibilidade quanto ao número de contatos destes últimos. Em outras palavras, as ações dos seletores deixaram de ser função direta dos dígitos recebidos.

Um diagrama em blocos da central de comando indireto está representado na figura 27. Nele, visualizamos facilmente as duas partes características deste gênero de central: o grupo de seletores e o comando (registradores e marcadores), que capta os códigos discados. Os dígitos recebidos são armazenados no registrador e em seguida interpretados. Uma outra série de impulsos, saídos desse registrador e originados das informações implícitas ao número discado, comanda a ativação das chaves. Vale mencionar que o registrador é utilizado somente na breve fase de discagem e não durante a conversação. Logo, poucos registradores se fazem necessários para a manutenção do tráfego telefônico (conceito que será examinado posteriormente).

Mas um problema crítico ainda não está solucionado: a utilização de seletores baseados nas chaves de Strowger exige limpeza constante e correntes elevadas para a operação dos mecanismos de rotação e elevação, além do fato de tomarem um tempo de comutação entre contatos relativamente elevado.

Os seletores crossbar

O sistema *crossbar* foi originalmente proposto por Palmgren e Betulander em 1919 mas sua utilização prática somente se concretizou na década de 50. Consiste em um arranjo retangular de contatos, acionados por eletroímãs, através de barras horizontais e verticais. O tempo de operação (localização de um dado contato) é reduzido, comparativamente às chaves de Strowger (cerca de 100 ms), e se aproxima bastante da idéia das matrizes *crosspoint*, conforme veremos a seguir.

A figura 28 fornece uma noção do funcionamento real de uma matriz *crossbar*. Através da ilustração, podemos identificar três barramentos horizontais associados cada qual a duas linhas de uma matriz, e sete verticais, um por coluna. Cada barra horizontal possui sete hastes posicionadoras, sendo que tais hastes podem assumir três posições distintas: na primeira, também conhecida por condição de repouso, os ponteiros mantêm-se igualmente distantes das duas linhas a eles associadas. Na segunda, a barra horizontal realiza um pequeno movimento rotacional no sentido horário (cerca de 10°),

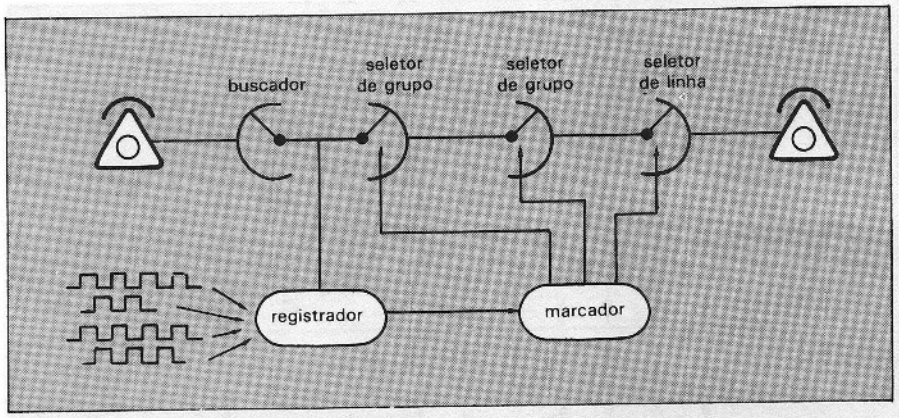


Fig. 27 — *Central de comando indireto.*

direcionando todas as hastes rumo à linha superior — o que equivale a dizer que o contato a ser localizado deve-se encontrar na linha superior a essa barra. Quando o barramento assume sua terceira posição, efetua um giro semelhante, porém no sentido anti-horário, selecionando a linha inferior.

Localizada a linha, o problema consiste na identificação da coluna na qual o contato está situado. O barramento vertical responsável por essa coluna realiza um pequeno movimento (vide setas direcionadoras), através de uma solicitação proveniente de eletroímãs fixados junto a essas estruturas.

Vamos verificar, a partir do exemplo simplificado da figura 29, as etapas de localização de um dado contato — como, por exemplo, aquele situado na intersecção da 3.ª linha com a 5.ª coluna da matriz *crossbar* exposta. Acompanhemos a representação da figura 30, que nos auxiliará no entendimento funcional das operações envolvidas. Nessas figuras observamos as três fases de atuação das barras, cada uma delas representando uma etapa particularizada, com uma função determinada.

Na fase inicial notamos a existência de uma situação de repouso, na qual as barras horizontais não estão sendo atraídas por nenhum eletroímã (A e B conforme a figura 28, um par para cada barra); em conseqüência, suas hastes não seguem orientação alguma. A propósito, é conveniente lembrar que nesta representação estão indicados apenas dois barramentos horizontais (1.º e 2.º) e uma estrutura vertical (5.ª), vistos de perfil, visando tão-somente a uma maior clareza do ponto de vista didático.

Na segunda fase, verificamos que o segundo barramento é solicitado (pelo eletroímã B), executando um pequeno movimento angular, suficiente para orientá-lo na direção da terceira linha — na qual situa-se, por hipótese, o contato buscado. Já na fase final, onde é selecionado, entre todos os contatos pertencentes à terceira linha, aquele efetivamente desejado, observamos que a quinta estrutura executa seu movimento característico (retrocesso), conectando à haste apenas um ponto em particular. Esta seqüência representa, em essência, o funcionamento de uma matriz *crossbar*..

O advento das matrizes *crossbar* velo a diminuir a distância entre a matriz *crosspoint*, ideal em termos de comutação telefônica, e os engenhos até então existentes. Veja que para uma matriz *crosspoint* de p linhas e q colunas necessitaríamos de (p × q) relés para o chaveamento de seus pontos de intersecção, enquanto que uma matriz

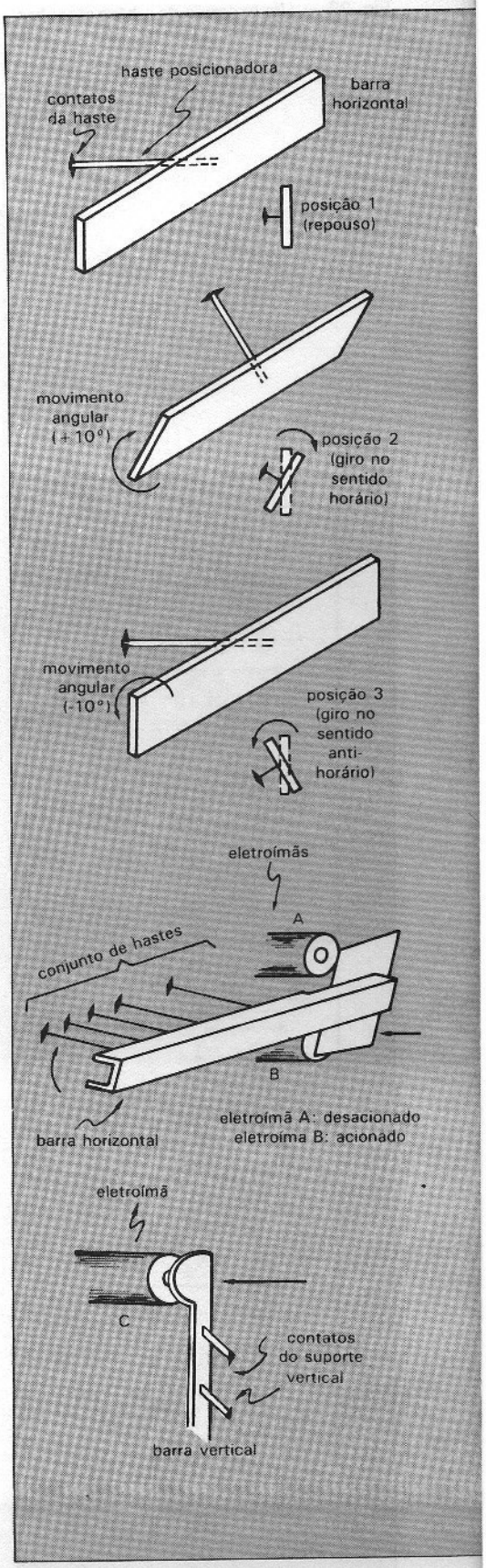
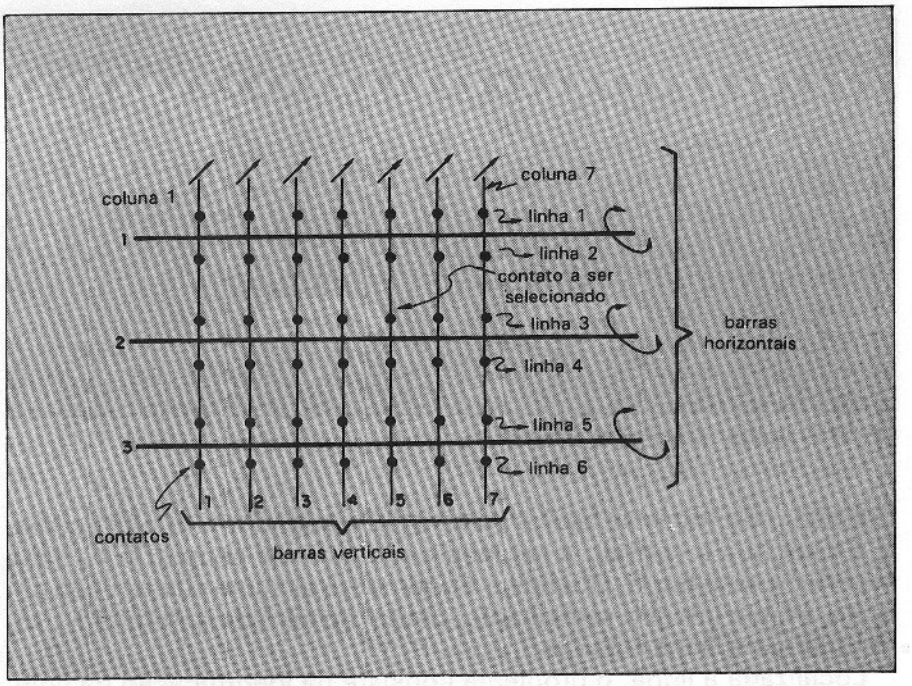


Fig. 28 — *Funcionamento de uma matriz* crossbar.

Fig. 29 — *Um exemplo de matriz crossbar.*



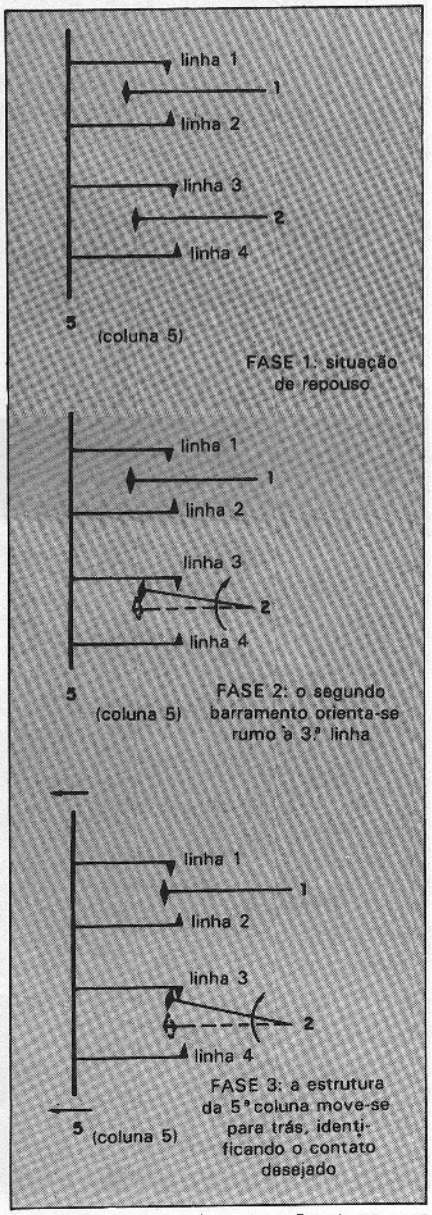


Fig. 30 — *Fases de operação da matriz* crossbar.

crossbar utiliza não mais de (p + q) eletroímãs para seu funcionamento. Apesar do fato deste processo acarretar um elevado nível de ruído durante o acionamento dos eletroímãs, sua manutenção é bem menos dispendiosa que a das chaves de Strowger, além de requerer menor supervisão.

Diga-se de passagem, seu mecanismo não pode ser controlado diretamente pela discagem do assinante, como é o caso das centrais de comando direto, sendo necessário o acréscimo de um bloco especial, que sirva de interface entre o assinante e a etapa de comutação. Isto nos leva à associação imediata da comutação *crossbar* com as centrais de comando indireto, já analisadas. Os dígitos discados são, portanto, captados por um registrador e posteriormente remetidos a um marcador, que criará a rota com base na informação fornecida pelo assinante, através dos comutadores *crossbar*. A figura 31 representa uma central telefônica portando comutadores *crossbar* e bloco de comando.

Os registradores, conforme já vimos, armazenam o número discado pelo terminal chamador, até o instante em que a conexão se estabelece. A escolha da rota é realizada por meio dessa informação memorizada e segundo as vias disponíveis. Citamos anteriormente que não é indispensável haver um registrador por assinante, se partimos da hipótese de que a duração da fase de discagem é curta, perante a da conversação, sendo então possível economizar no número desses registradores; assim, quando um deles atende a um assinante, conectando-o com o elemento chamado, termina sua função nesta ligação, podendo desempenhar suas atividades junto a outro terminal.

O mesmo ocorre com a seção "escolha da rota". Tal operação é extremamente rápida, sendo que poucos dispositivos desta classe são utilizados na central. Quanto aos marcadores, estes são os executores do encaminhamento sugerido. Com as instruções recebidas da etapa de escolha, ativam os eletroímãs das matrizes *crossbar*. Como esta tarefa envolve um tempo algo maior que o dispendido

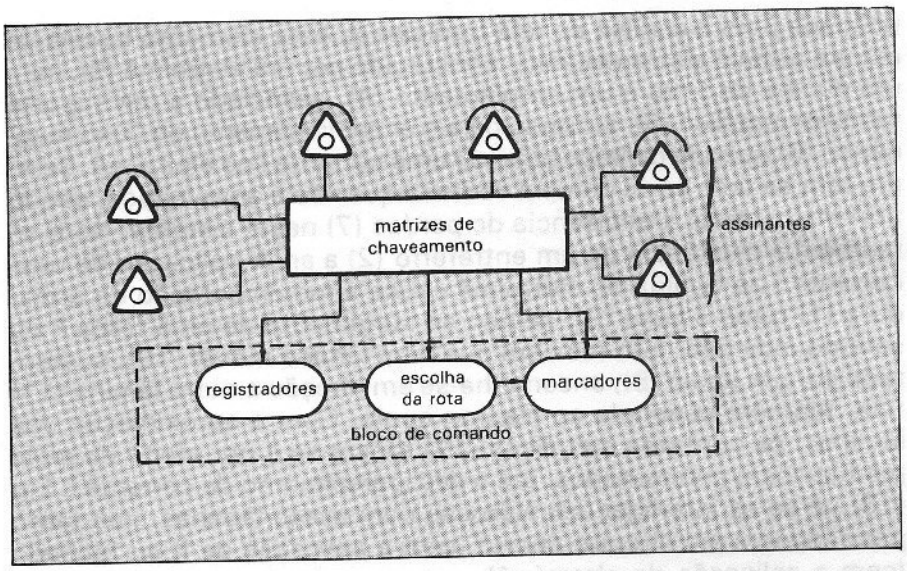


Fig. 31 — *Elementos básicos de uma central* crossbar.

pela fase de escolha da rota, devido à realização de ações mecânicas, vários marcadores são empregados, cada qual atendendo a uma área da central.

Tentando obter uma central crosspoint

As centrais telefônicas fundamentadas na técnica *crossbar* tiveram grande aceitação mundial, pois suas vantagens são grandes perante as chaves seletoras de um e dois movimentos até então existentes. Isto não impede, por outro lado, que encontremos centrais em perfeito estado de funcionamento, utilizando tecnologias primitivas, como é o caso, por exemplo, de localidades que mantêm em operação centrais passo-a-passo com cerca de sessenta anos de uso contínuo.

Mas as centrais *crossbar* ainda não atingiram a meta ideal das redes de comutação telefônica. Todos os esforços estão sendo dirigidos para a concepção de uma matriz *crosspoint* verídica e de baixo custo. Analisamos anteriormente a razão pela qual a matriz *crosspoint* não foi empregada em larga escala: o elevado custo dos relés. Sabemos também que as matrizes *crossbar* surgiram justamente como uma resposta alternativa para o problema desses custos. Mas, na hipótese de obtenção de relés mais simples e baratos, a matriz *crosspoint* poderia então tornar-se viável. Dessa forma, as pesquisas foram orientadas para o aperfeiçoamento dos relés, visando a sua miniaturização, maior velocidade de ativação e menor custo. Os laboratórios acenaram após algum tempo, com uma inovação no campo da tecnologia de construção de relés: o relé tipo *reed*, de contato encapsulado em vidro, o qual estudaremos a seguir, através de comparações com o tipo convencional.

Relés convencionais e miniaturizados — A figura 32 é de grande

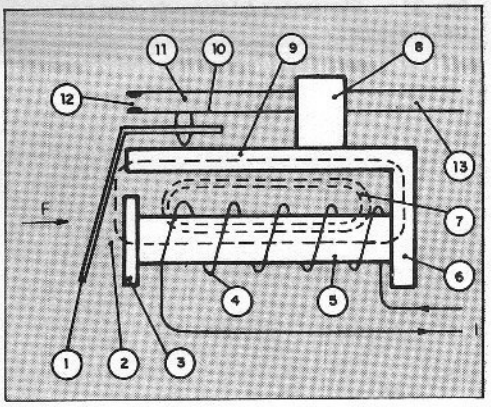


Fig 32 — *Estrutura de um relé convencional.*

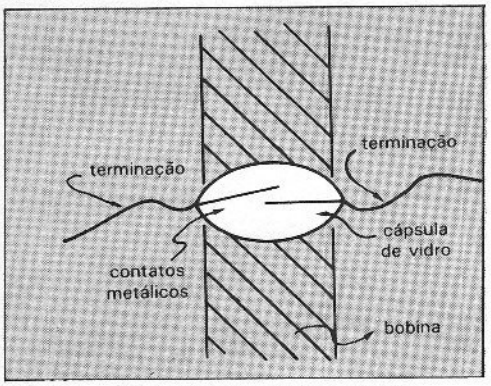


Fig. 33 — *Vista em corte de um relé* reed.

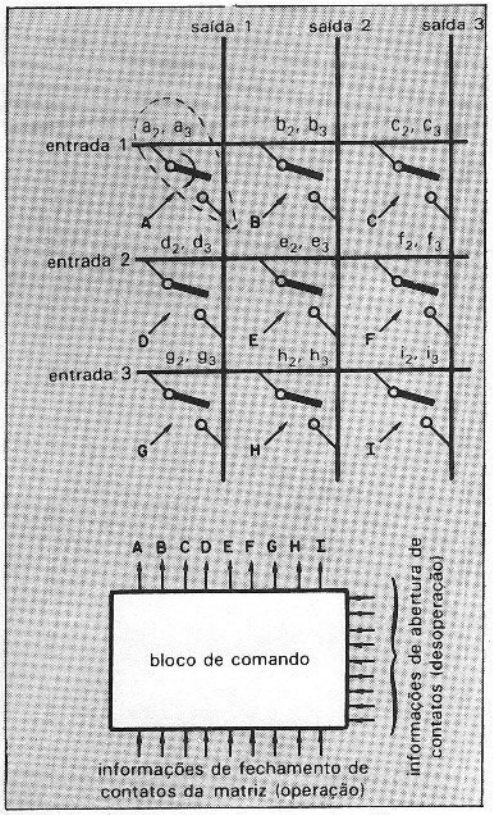


Fig. 34 — *Utilização de contatos de relé nos cruzamentos da matriz* crosspoint.

utilidade para a análise do relé tradicional. Este elemento baseia-se em um arranjo eletromecânico constituído por um eletroímã (5), com um núcleo de ferro e um enrolamento (4), associado a um suporte também metálico (9), servindo para o encaminhamento do fluxo magnético (6) quando da imposição de uma corrente I no eletroímã. Sempre tem-se uma certa parcela do fluxo que não é aproveitada, sendo portanto natural a ocorrência de perdas (7) neste sistema. Note-se também a existência de um entreferro (2) a ar. A aplicação de uma corrente I na bobina do eletroímã causa a movimentação da armadura (1) rumo à base (3), devido ao surgimento de uma força F no sentido indicado. Isto faz com que uma lâmina móvel (10), sustentada por um apoio (8), encaminhe-se em direção a outra lâmina (11) fixa, também acoplada ao mesmo apoio. Com a aproximação das lâminas, os contatos metálicos (12) tocam-se e por efeito de mola permanecem pressionados, até o desaparecimento da corrente I. Em (13) vê-se as interligações elétricas com essas lâminas, que tanto permanecem em circuito aberto (sem a aplicação de I) ou fechado (com a aplicação do eletroímã).

Este tipo de relé é classificado como pertencente ao grupo dos relés de contatos normalmente abertos, uma vez que a não aplicação de correntes no eletroímã leva ao isolamento das lâminas. Relés com contatos normalmente fechados e com outras variantes (múltiplos chaveamentos, por exemplo) também são normais nas aplicações de telefonia. O relé tradicional possui muitas desvantagens, como já vimos. Acrescente-se a elas o grande volume e as intrínsecas dificuldades de manipulação. Algumas desvantagens foram eliminadas com a introdução dos relés *reed*, que se baseiam em um par de contatos metálicos encapsulados em um recipiente contendo ar rarefeito, conforme ilustra a figura 33.

Convém ressaltar que vários contatos metálicos podem ser alocados sob a ação de uma mesma bobina. Ao energizarmos o enrolamento, as lâminas são atraídas mutuamente, efetivando a conexão elétrica. As grandes vantagens desse dispositivo residem no rápido tempo de resposta (de 2 a 10 ms), longa vida útil, alta taxa de confiabilidade, baixo custo e fácil manipulação. Quando utilizados em comutação telefônica, esses relés são normalmente ativados e mantidos em operação pelo princípio da retenção elétrica, fato que veremos em seguida.

A retenção elétrica — A matriz *crosspoint*, utilizando relés do tipo *reed* tomaria portanto a forma indicada pela figura 34. Perceba a existência de um bloco de comando, cuja função é captar as informações concernentes à operação de um dado relé, que, por sua vez, através de seus contatos, acopla eletricamente os cruzamentos da matriz. Como por exemplo, vamos assumir a hipótese de que a intersecção da linha ① com a coluna ① deva ser fechada, como conseqüência de uma determinada fase de comutação.

O bloco de comando contém, para cada cruzamento, um par de relés: (X) e ($\overline{X}$). Cada conjunto desses elementos é responsável tanto pelo fechamento como pela abertura de seus contatos correspondentes, na matriz. A figura 35 explana o processo de comando destes contatos para o cruzamento (1, 1). Nesse diagrama notamos que um pequeno impulso (sinal terra), aplicado ao ponto de operação, energiza o relé A, que se auto-retém através do fechamento do circuito formado pelo contato a_1, que é simultaneamente ativado, e

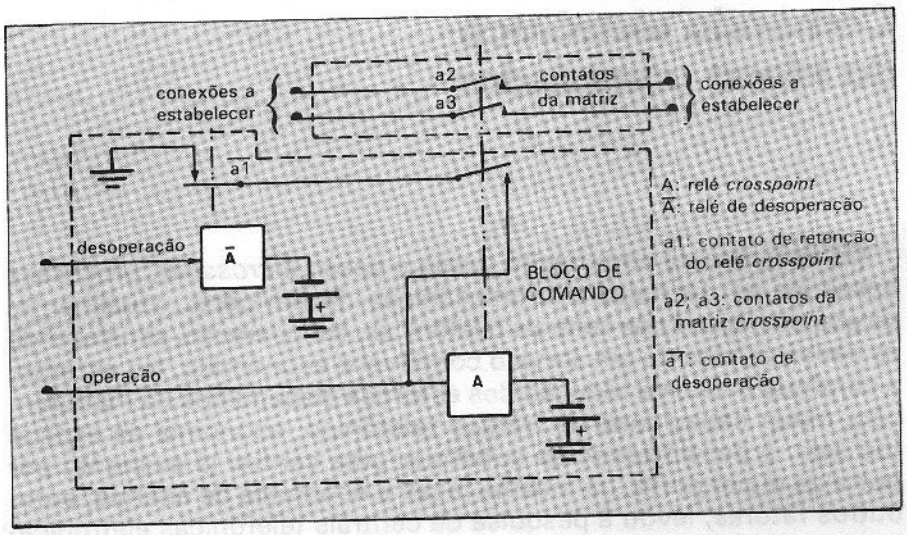


Fig. 35 — *Princípio da retenção elétrica.*

pelo contato $\bar{a}_1$ — que se encontra normalmente fechado. Com a retenção do relé A, os contatos a_2 e a_3, referentes à matriz, fecham-se, interligando os cruzamentos.

Sempre que é preciso desfazer essa conexão, basta aplicar ao ponto de desoperação um segundo impulso. O relé $\bar{A}$ opera por um breve instante, retornando à situação de repouso logo em seguida. A rápida abertura do contato $\bar{a}_1$ desopera o relé A, que vinha sendo mantido operado por essa malha.

Matrizes crosspoint eletrônicas

Com o desenvolvimento da eletrônica dos semicondutores, foi tentada a substituição dos contatos de relés da matriz *crosspoint* por elementos PNPN (fig. 36). As vantagens são evidentes: sistemas de tamanho reduzido, longa vida útil e altíssima velocidade de comutação poderiam ser construídos. Mas alguns problemas deviam ser vencidos, pois os semicondutores possuem uma impedância algo elevada quando em regime de condução, atenuando os sinais; isso implica uma posterior amplificação.

Idealmente, os dispositivos eletrônicos voltados para tais finalidades devem possuir uma alta impedância no estado "aberto" (superior a $10^8\Omega$) e baixa no estado "fechado" (inferior a 1Ω); devem exibir também consumo reduzido, principalmente quando em estado "aberto", facilidade de controle e ser economicamente viáveis. Mas se o elemento for utilizado no encaminhamento da conversação (canal de voz), mais algumas exigências farão parte do rol: o componente deve permitir a passagem de toda a faixa de freqüências e da potência do sinal em curso, introduzir baixo nível de ruído e permitir a transição de sinais em ambos os sentidos. Tais inconvenientes desfavorecem o emprego de semicondutores em centrais comutadoras do tipo matricial. Todavia, grandes esforços estão sendo dispendidos em uma nova tendência no âmbito das centrais telefônicas: a comutação temporal, estruturada nas mais modernas técnicas eletrônicas.

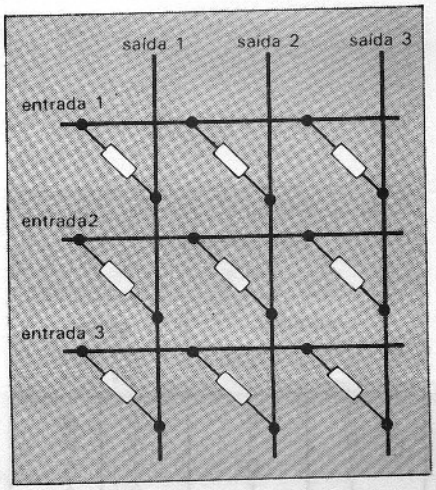


Fig. 36 — *A matriz* crosspoint *eletrônica.*

Comando eletrônico do bloco comutador

Os sistemas de comutação passo a passo e *crossbar*, processos baseados em técnicas eletromecânicas, fazem parte, atualmente, da grande maioria das centrais telefônicas, em operação, satisfazendo as necessidades de um serviço confiável e econômico. No entanto, a contínua busca da redução dos esforços dispendidos na manutenção, maior capacidade de tráfego telefônico, economia de espaço (ou seja, a possibilidade de substituir uma central já existente por outra de maior porte, no mesmo local) e economia de energia, entre outros fatores, levou à pesquisa de centrais telefônicas eletronicamente comandadas.

O bloco de controle de uma central eletrônica fundamenta-se em um circuito, cujas propriedades são as mencionadas na figura 37. A sinalização proveniente do aparelho (ato de retirar o fone do gancho, discagem, reposição do fone) é convertida em informações interpretáveis pelo circuito de controle. Tais entradas são manipuladas e reconvertidas como um conjunto de ações destinadas a operar a malha comutadora. A saída do circuito de controle envia sinalizações para os terminais telefônicos e outros blocos da central. As entradas e saídas de um circuito de controle consistem em dados recebidos e fornecidos sob a forma binária (0 ou 1). A sinalização emitida pelo aparelho (aumento ou redução da impedância da linha, interrupções de corrente, freqüências presentes etc.) é transformada, portanto, em informações digitalizadas, podendo ser lida pelo circuito de controle.

Na configuração básica de um circuito de controle, partimos do princípio de que a saída deste circuito é função única do estado de suas entradas, em qualquer instante. As redes que seguem essa orientação são denominadas "circuitos combinatórios", uma vez que a saída é função de combinações apresentadas à entrada. Como exemplo, observe o circuito da figura 38, que representa o comportamento de uma topologia deste gênero.

Os circuitos combinatórios podem ter seu funcionamento documentado por tabelas de estados, também conhecidas por "tabelas da verdade". No exemplo exposto pela figura 38, a Tabela 2 reúne os níveis de entrada e saída do circuito. Entretanto, para a grande maioria dos circuitos de controle, os sinais recebidos de um terminal telefônico (devidamente convertidos) ou aqueles provenientes de outros blocos da central não obedecem a esta regra combinatória. Em realidade, os sinais de saída dependerão forçosamente das informações recebidas anteriormente. Assim a saída de um circuito de controle em um dado instante, seria função não apenas de sua entrada naquele intervalo de tempo, mas também das entradas no instante anterior, que não estão mais presentes.

Concluímos, então, que de algum modo o circuito de controle deve memorizar as entradas já recebidas, de maneira a serem comparadas com os níveis presentes e determinarem os estados das saídas. Os circuitos que obedecem a esta regra são designados como "circuitos de controle seqüenciais". Podemos, porém, estudar o circui-

Níveis lógicos do circuito combinatório
Tabela 2

entradas		saídas	
A	B	C	D
0	0	1	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

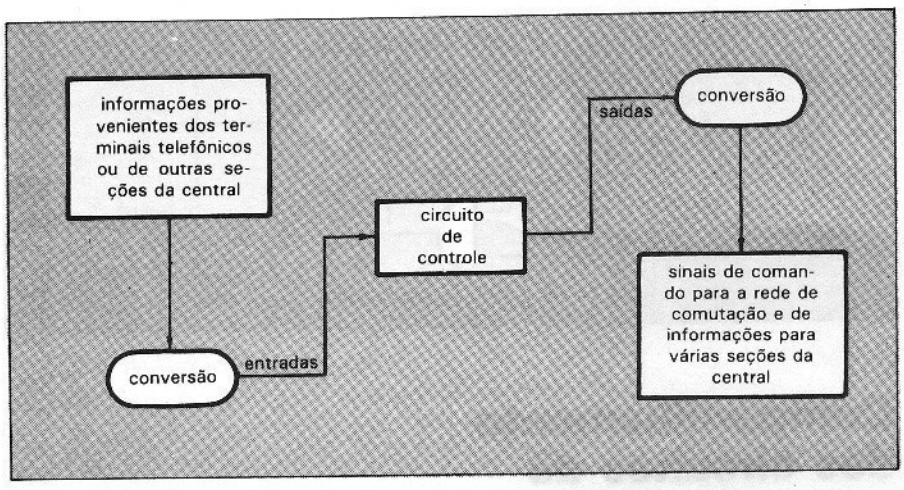


Fig. 37 — *Comando eletrônico de uma central.*

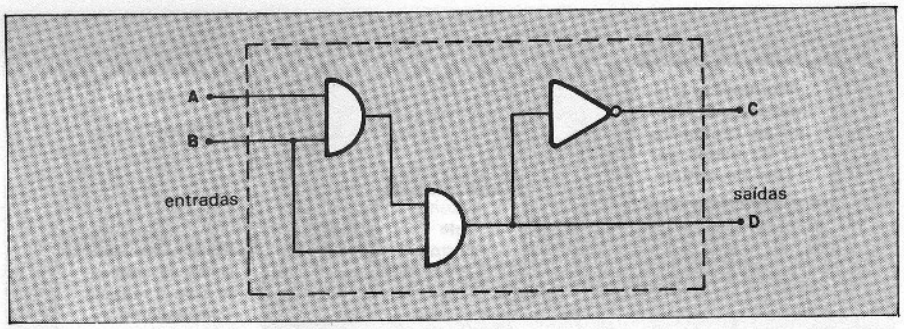
to seqüencial do ponto de vista apenas combinatório, para simplificar a análise, e a ele acoplando, posteriormente, os módulos de memória.

A figura 39 expõe a formação genérica de um circuito seqüencial. Suponha a existência de 3 módulos memorizadores, cada qual possibilitando o registro de um entre dois estados (0 ou 1). Teremos com isso uma gama de $2^3 = 8$ combinações possíveis de informações memorizadas nestes módulos. Os valores gravados nestes armazenadores de informações são conhecidos por "estados internos" de um circuito seqüencial; a saída do circuito de controle, conforme já vimos, dependerá desses estados internos e da entrada do mesmo. Note que a saída do circuito altera o estado interno, fazendo com que as saídas seguintes sempre venham a ser função das entradas anteriores.

No exemplo da figura temos, para o instante atual, três entradas (0, 0, 1), que, em função do estado atual dos módulos de memória (1, 0, 1), fornecem uma dada saída (1, 0, 0) e, simultaneamente, os valores do novo estado (1, 1, 1) — informação que será retida nos módulos, reiniciando o ciclo. Observe, no entanto, a ocorrência de um problema de superposição neste estudo que estamos efetuando: quando um novo estado é registrado nos módulos de memória, as entradas são atualizadas. Porém, os módulos não serão necessariamente atualizados todos ao mesmo tempo, por circunstâncias intrínsecas a cada um deles. Esta atualização não sincronizada gera estados intermediários, que, embora momentâneos, são suficientes para causar saídas errôneas, por falhas na leitura dos estados atuais. Esse problema não acontece quando os circuitos seqüenciais são sincronizados de alguma forma. Em outros termos, quando os estados são alterados em tempos definidos, fixados por um "relógio" associado ao circuito, o inconveniente é eliminado.

Analisemos o diagrama em blocos representado na figura 40. De imediato notamos a presença de três relógios distintos, identificados por pulsos aplicados aos blocos. O primeiro pulso (R_1) autoriza a passagem dos sinais de entrada ao circuito de controle (parte combinatória). O segundo pulso (R_2) atualiza o conteúdo dos módulos de memória, enquanto que o terceiro (R_3) permite a passagem do resultado obtido ao mundo exterior, além de armazenar os dados do novo estado em um bloco intermediário, entre os módulos de memória e o circuito de comando. Tais configurações recebem o nome de "circuitos de controle seqüenciais síncronos".

Fig. 38 — *O circuito combinatório.*

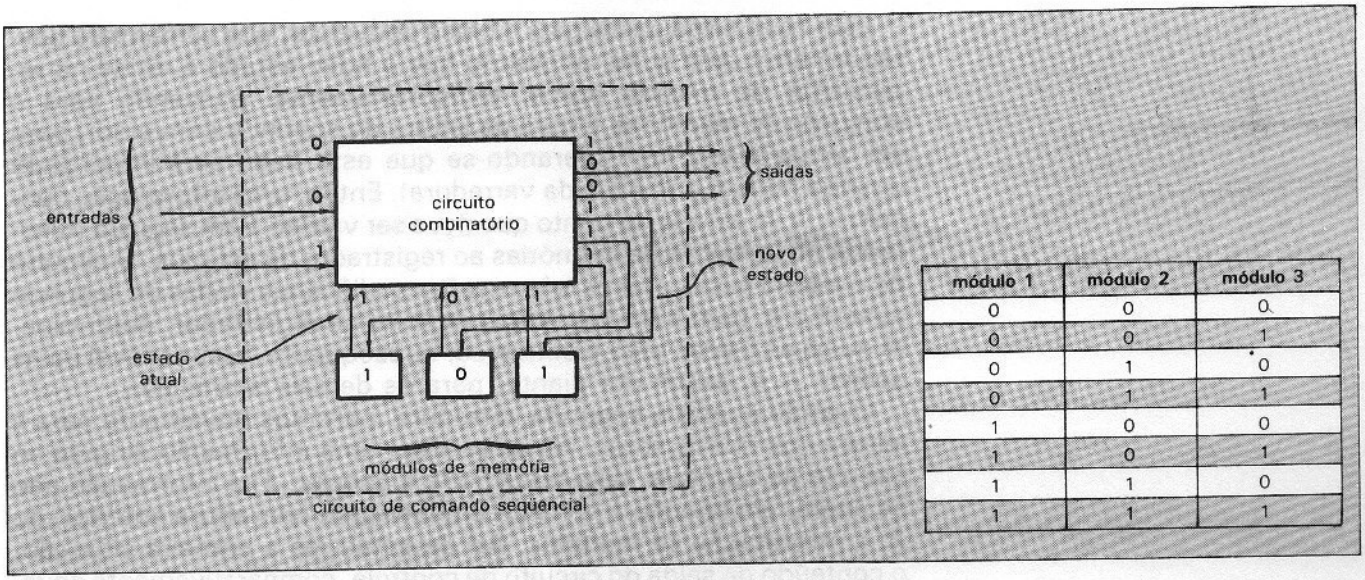


Compartilhamento dos circuitos de controle

A rede comutadora de uma central telefônica atende a uma série de solicitações simultâneas, as quais surgem aleatoriamente ao longo do tempo. Uma forma simples de realizar o controle dessas chamadas (ou seja, receber a informação da discagem, conectar os assinantes chamador e chamado, sinalizar etc.) consiste na alocação de um circuito de controle por chamada originada, onde um determinado circuito ignorará todas as outras chamadas, exceto aquela para a qual foi associado. Examinemos essa técnica com o auxílio da ilustração da figura 41.

Quando vários circuitos de controle são disponíveis em um certo número, cada qual exercendo exatamente o mesmo conjunto de atividades, dizemos tratar-se de um controle "espacial". Nem sempre tal arranjo é prático, sendo utilizado apenas nos casos onde a taxa de chamadas é reduzida ou quando se prova a viabilidade econômica da implantação de vários circuitos de controle. Em casos gerais, deve-se utilizar um sistema de controle que permita a supervisão de mais de uma chamada no mesmo intervalo de tempo. E é justamente aqui onde vamos encontrar a grande vantagem da utilização de circuitos eletrônicos em telefonia: comandos eletrônicos operam com velocidades suficientemente altas para poder compartilhar várias entradas, oriundas de diferentes terminais.

Exemplificando com alguns dados numéricos, vamos supor que o circuito de controle seqüencial síncrono opere através de um relógio de 1 MHz. Isto significa que a cada 1 μs há uma nova situação presente nas entradas, saídas e nos módulos de memória. Imaginemos agora que um dado terminal esteja enviando, pela linha telefônica, a informação correspondente ao dígito "1", que é um dos números pertencentes ao conjunto identificador do assinante a ser chamado. Esta ação corresponde a uma interrupção na corrente da linha por 66,6 ms. Caso o circuito seqüencial descrito atenda somente a esta chamada, a informação convertida relativa a esta interrupção permanece inalterada por um tempo da ordem de milissegundos. Ora, tal entrada será lida repetitivamente a cada 1 μs, uma amostragem excessivamente elevada para o evento. Logo, o circuito poderia atender a outras chamadas durante esse intervalo e amostrar este terminal a cada 5, 10 ou 15 ms.



módulo 1	módulo 2	módulo 3
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

Fig. 39 — *Representação geriérica de um circuito seqüencial e estados possíveis dos módulos de memória.*

Formalmente, pode-se afirmar que, se a velocidade de operação do circuito de controle for suficientemente alta, frente à taxa de amostragem necessária para um certo terminal, existe a possibilidade de se ter o compartilhamento desse circuito com vários outros terminais telefônicos. Observe a figura 42, onde tentamos fornecer uma idéia da operacionalização de um sistema de controle compartilhado.

Convém compreender a função de cada bloco desse sistema. Um circuito especial executa a varredura de todos os conversores acoplados com os terminais telefônicos, um a um, com a finalidade de ler todos os dados presentes à saída desses elementos transcodificadores, encaminhando-os à entrada da lógica combinatória. As saídas desta lógica são distribuídas, através de um segundo circuito varredor, aos blocos conversores-interpretadores dos comandos gerados. Perceba que as saídas apresentadas por este circuito de controle variam a uma velocidade tal que cada ponto varrido recebe um pacote de informações distintas, destinadas especificamente ao conversor a ele conectado.

Temos, aqui, um pequeno problema a ser contornado: a questão dos estados do circuito de controle, que são decorrentes de uma saída causada pelos dados captados de um terminal específico, sendo válidos apenas para a seqüência de informações originadas por este terminal. Logo, ao varrermos vários aparelhos, haveria a geração incorreta de saídas, caso cada ponto não estivesse associado a seu estado particular, criado durante a varredura anterior. A solução para a questão consiste na memorização destes estados, por meio de um bloco conhecido por "conjunto de memórias".

Uma descrição do funcionamento do sistema como um todo clareará nossa visão sobre o fluxo de informações. O telefone 1 envia mensagens ao conversor a ele interligado, bem como o aparelho 2 e os demais. No instante inicial, o circuito está captando os dados do primeiro assinante. Sucessivas leituras decorrem nos instantes seguintes, uma vez que nosso circuito de controle trabalha a uma freqüência de, digamos, 1 MHz (1 μs). Ao ler uma certa mensagem convertida proveniente do primeiro aparelho, o estado gravado no registrador de estados, juntamente com esta entrada, imporá uma dada saída e um novo estado.

Esta nova saída passa para o bloco conversor, que comandará posteriormente uma ação, enquanto que o novo estado é retido no registrador de mesmo nome, temporariamente, passando para o conjunto de memórias (antes da leitura do segundo conversor) para ser armazenado (considerando-se que este dado será importante quando houver o reinício da varredura). Então, uma informação concernente ao estado do ponto que deve ser varrido é em seguida transferida do conjunto de memórias ao registrador de estados. O circuito de controle passa a ler as informações codificadas vindas do segundo aparelho e, com base no estado contido no registrador, determinará quais as saídas para o conversor subseqüente (responsável pelas ações) — e, assim por diante, para os demais terminais.

Quando ocorre a segunda varredura, partimos novamente para a leitura dos conversores. Ao se analisar uma informação dirigida ao circuito de controle, dois fatos podem ocorrer: 1) a informação não se altera, em relação à primeira amostragem (varredura anterior) ou 2) a informação se modifica. Ao detectarmos a primeira situação, o conteúdo da saída do circuito de controle, comparativamente àquela apresentada na amostragem anterior, permanece o mesmo, bem como o estado a ela correspondente. No caso de mudança da informação, a saída é refeita e um novo estado se estabelece para aquele terminal. Em suma, só para dar uma idéia da ordem de grandeza, imagine que o circuito seja capaz de ler um terminal a cada 1 μs, amostrando um mesmo ponto a cada 5, 10 ou 15 ms.

Expusemos, assim, o exemplo de um circuito de controle compartilhado. Uma forma real para a implementação de um circuito de controle seqüêncial pode utilizar memórias ROM, conforme o pequeno projeto que será descrito a seguir. Tenhamos, por hipótese, um dispositivo de controle contendo 2 entradas e 2 saídas, além de 4 estados internos possíveis (2^2). Temos, assim, 4 informações sendo fornecidas ao circuito combinatório (2 provenientes das entradas e 2 determinadoras do estado interno). Uma memória apenas de leitura, com 16 palavras de 4 bits cada, é suficiente para a execução deste circuito de controle; vejamos como se processa seu funcionamento, através da figura 43.

Consideremos como estado atual o par (0, 1) e como entradas do circuito de controle implementado, os bits (1, 1). Está determi-

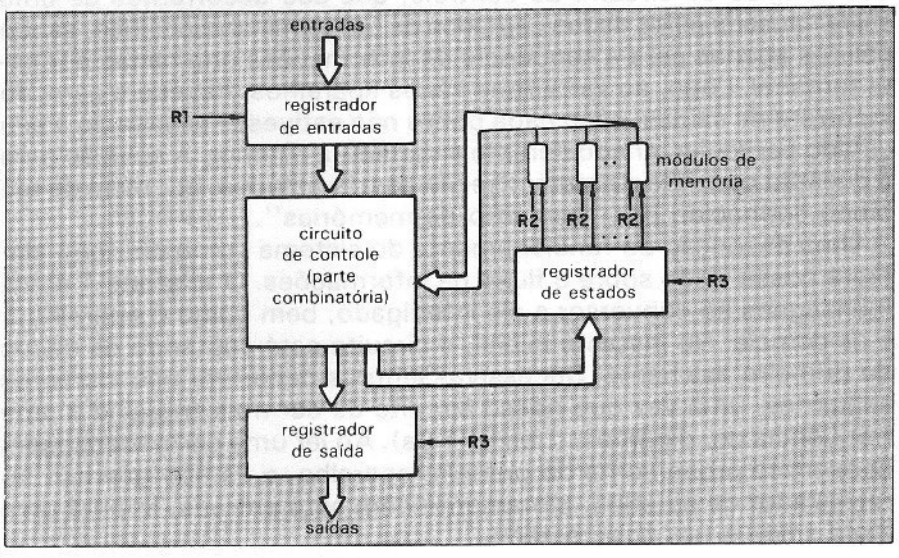


Fig. 40 — *Circuito de controle seqüencial síncrono.*

nado, portanto, o endereço (1101), que ao ser registrado pela ROM fornecerá o conteúdo [0111]; daí extraímos a saída (0, 1) e o novo estado (1, 1), que, ao ser combinado com uma nova entrada, retoma o processo. Este princípio, embora já abordado anteriormente, está sendo aqui detalhado, pois nos será importante para a definição das CPAs, nosso próximo item. A Tabela 3 resume os estados dessa memória.

Mapeamento da memória ROM
Tabela 3

endereços		conteúdos da memória			
entrada	estado	saída		novo estado	
00	00	0	0	0	0
00	01	0	1	0	0
00	10	1	0	0	0
00	11	1	1	0	0
01	00	0	0	0	1
01	01	0	1	0	1
01	10	1	0	0	1
01	11	1	1	0	1
10	00	0	0	1	0
10	01	0	1	1	0
10	10	1	0	1	0
10	11	1	1	1	1
11	00	0	0	1	1
11	01	0	1	1	1
11	10	1	0	1	1
11	11	1	1	1	1

Centrais com Controle por Programa Armazenado (CPAs)

Circuitos como o mencionado são viáveis para pequenos sistemas de controle. Todavia as dimensões da memória crescem em progressão geométrica com o aumento do número de entradas, estados e saídas. Uma segunda desvantagem é a inflexibilidade apresentada por circuitos desta natureza, no tocante a modificações do conteúdo das memórias.

Sempre que analisamos circuitos como esse, notamos a existência de regras e padrões determinantes das saídas e estados, que podem ser logicamente simulados. Para grandes sistemas de controle, é conveniente que tais regras sejam executadas por computadores, ao invés de simples circuitos seqüenciais, pois um computador pode perfeitamente ser programado para criar saídas e estados futuros, partindo de entradas e estados presentes.

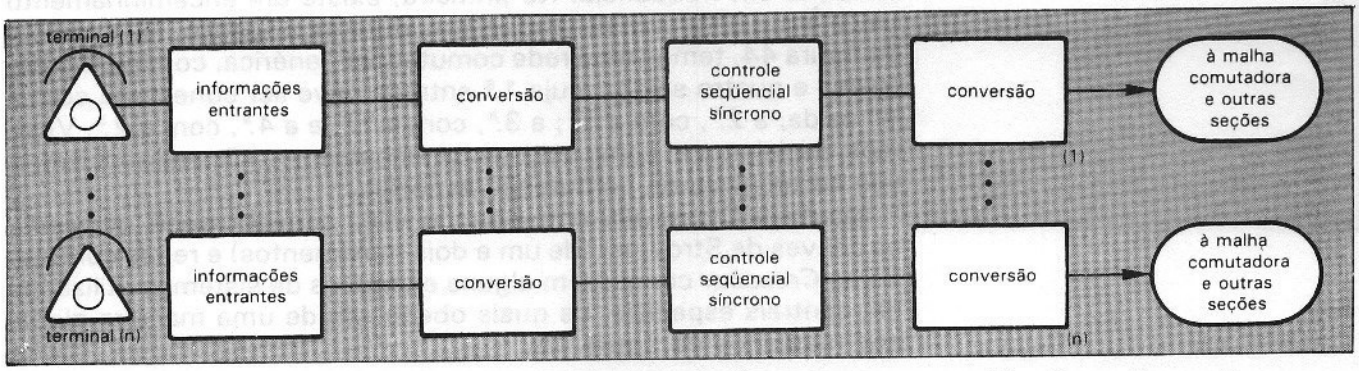


Fig. 41 — *O controle espacial.*

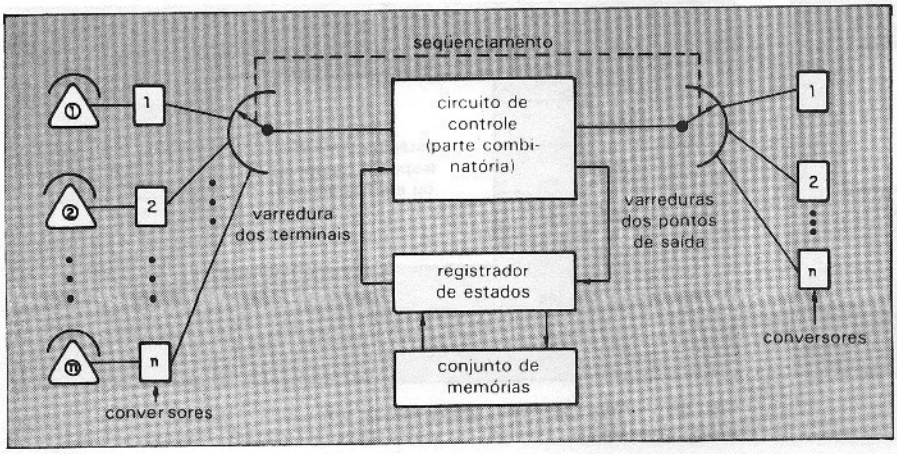


Fig. 42 — *Sistema de controle compartilhado.*

Chegamos, com isto, à definição do Controle por Programa Armazenado (CPA) ou SPC, em inglês (*Stored Program Control.*) O computador atua como um dispositivo de controle seqüencial, varrendo constantemente as interfaces conversoras, trabalhando, portanto, em regime de compartilhamento. As lógicas determinantes das saídas e estados são realizadas por programas, que podem ser reescritos a qualquer momento, havendo flexibilidade para a alteração e expansão de funções.

Comentamos, anteriormente, sobre as vantagens apresentadas por centrais eletronicamente comandadas. Quando tratamos de centrais CPA, mais algumas devem ser consideradas: 1) chances elevadas para a redução de custos, em um futuro não muito distante, devido ao grande desenvolvimento dos computadores digitais; 2) flexibilidade (conforme já citado) para modificações (normais em centrais telefônicas); e 3) facilidade para o oferecimento de novos serviços ao assinante.

Comutação espacial, temporal e em freqüência

Os métodos de comutação podem ser classificados segundo três categorias: a comutação espacial (considerada ao longo de todo nosso estudo), a comutação temporal (que será aqui enfatizada) e a comutação em freqüência. Na primeira, existe um encaminhamento físico entre os terminais telefônicos, durante a ligação. No exemplo da figura 44, temos uma rede comutadora genérica, com quatro entradas e quatro saídas, cuja 1.ª entrada deve ser conectada com a 4.ª saída; a 2.ª, com a 3.ª; a 3.ª, com a 1.ª, e a 4.ª, com a 2.ª. Vejamos, inicialmente, como estes encaminhamentos são realizados através de técnicas de comutação espacial.

Matrizes *Crosspoint* empregando relés convencionais ou *reeds*, as chaves de Strowger (de um e dois movimentos) e redes comutadoras *Crossbar* constituem alguns exemplos de sistemas utilizados em centrais espaciais, os quais obedecem de uma maneira global aos requisitos da figura 45.

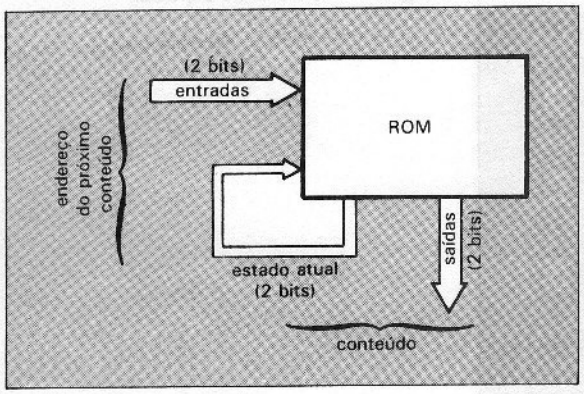


Fig. 43 — *Implementação de um circuito de controle seqüencial.*

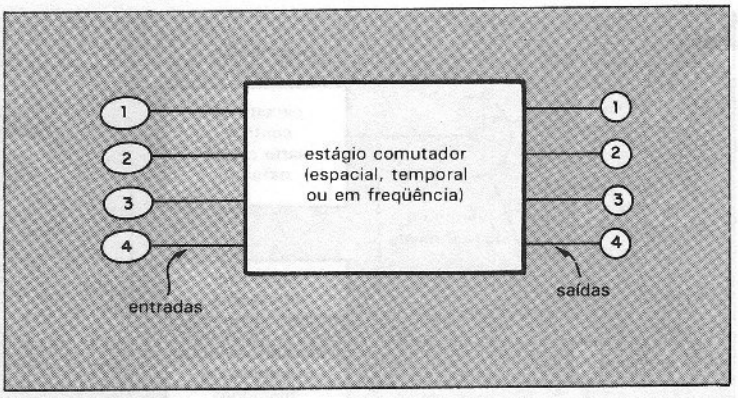


Fig. 44 — *Representação genérica de um bloco comutador.*

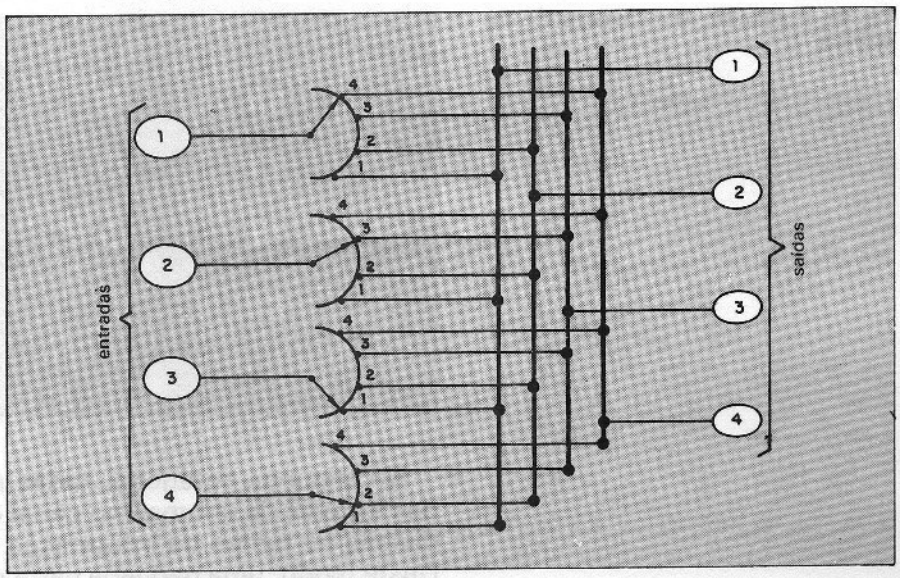


Fig. 45 — *Princípio da comutação espacial.*

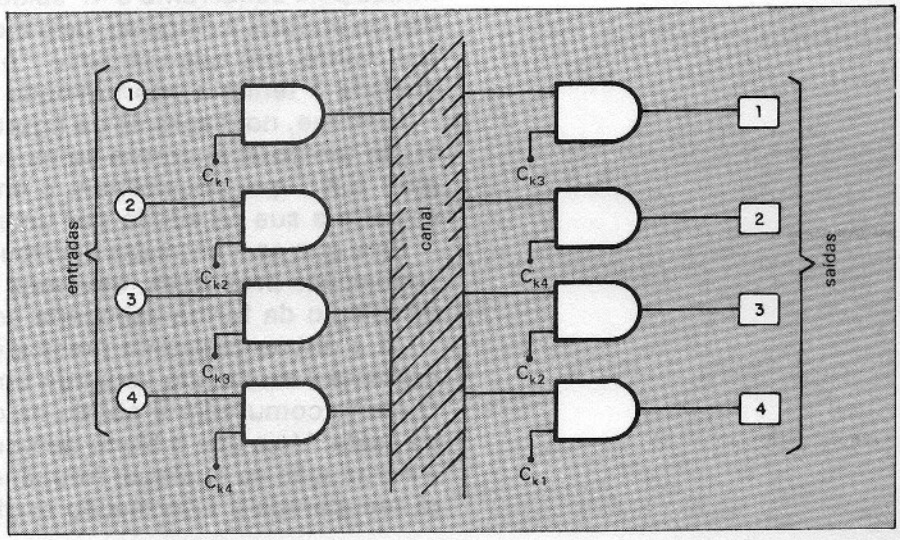


Fig. 46 — *Princípio da comutação temporal.*

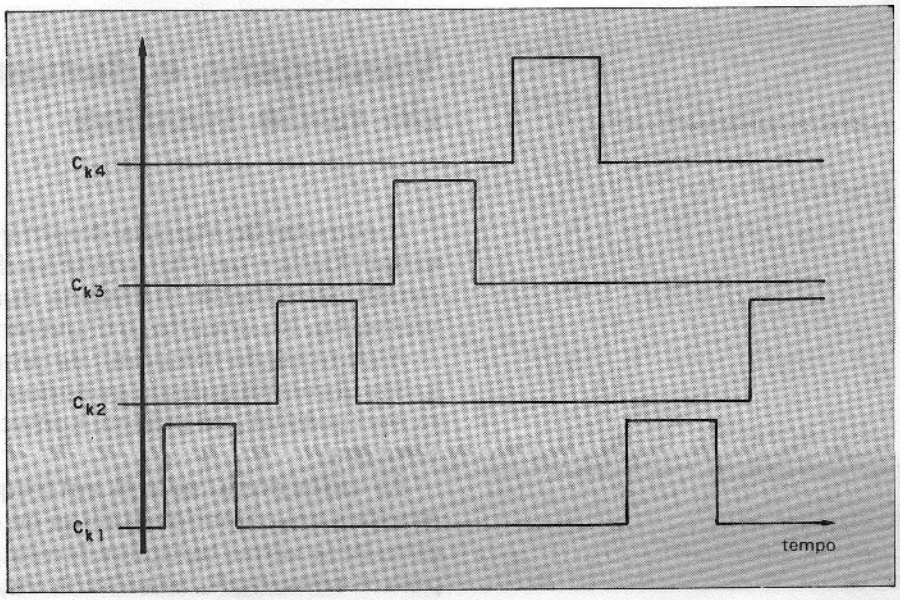
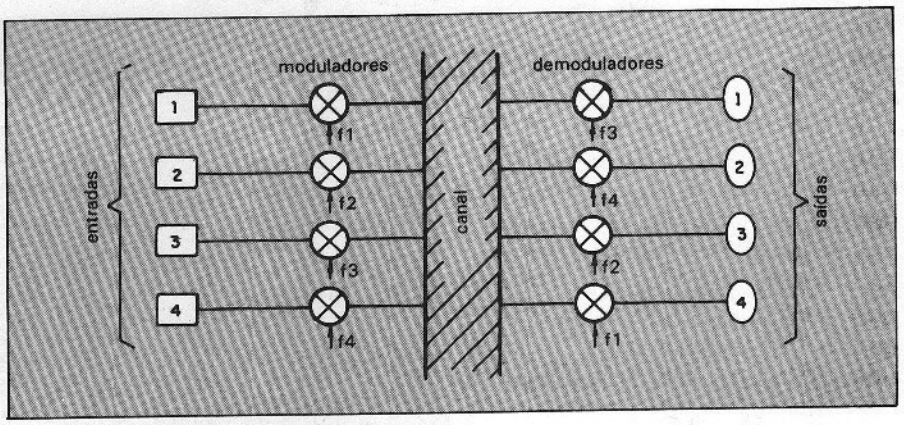


Fig. 47 — *Sinais de relógio a serem combinados com as entradas.*

Fig. 48 — *Princípio da comutação em freqüência.*



Na segunda categoria, todas as entradas e saídas são interligadas através de um mesmo canal de comunicação, por meio de uma divisão no tempo da informação transmitida pelas vias de entrada. Deste modo, uma pequena parte da informação da entrada 1 é transmitida pelo canal rumo à 4.ª saída; em seguida, uma parcela dos dados da entrada 2 dirige-se, pelo mesmo canal, para a 3.ª saída e assim por diante, até que um novo "pacote" de informações vindas da entrada 1 tenha a oportunidade de passar pelo canal.

Observe, no diagrama da figura 46, que o ponto crítico da comutação temporal encontra-se na correta imposição dos sinais "relógio" (CK), que possibilitam o envio de mensagens por uma certa entrada e sua recepção por uma saída determinada.

Para que as 4 entradas distribuam-se junto às saídas, segundo as suposições propostas, devemos introduzir, nos pontos CK, pulsos de relógio da forma esboçada no gráfico da figura 47.

Já a última categoria pressupõe um sistema em que cada sinal entrante é modulado segundo uma freqüência portadora diferente. O efeito comutador é obtido na demodulação deste sinal na etapa de saída. Veja que o bloco demodulador deve conter recursos para a introdução de qualquer freqüência portadora, por meio da qual será recuperada a informação original (fig. 48).

Vantagens e desvantagens de cada técnica

A comutação espacial é vantajosa devido ao seu relativo grau de simplicidade e pelo fato da faixa de freqüências da informação transmitida permanecer inalterada durante sua passagem pela rede comutadora. No entanto, o chaveamento é lento e a fiação, abundante.

A comutação temporal, de grande velocidade de operação, é utilizada somente quando os dados estão na forma digitalizada, embora seja possível, na prática, comutar sinais analógicos em um sistema temporal.

As redes comutadoras em freqüência são empregadas nas transmissões envolvendo satélites de comunicação, que enviam mensagens para várias estações terrestres, não sendo de grande validade para a comutação telefônica usual.

3 Tráfego telefônico

Já vimos que uma central telefônica não pode dispor, para os assinantes por ela atendidos, do mesmo número de canais de comunicação quantos forem os aparelhos existentes. Já analisamos as implicações econômicas que limitam a quantidade de vias (elevado número de relés, ociosidade da central etc.). No entanto, o que determina, por exemplo, que uma central que atende 1 000 assinantes venha a oferecer 50, 100 ou 200 canais? Tais cifras são suficientes para o atendimento dessa população de assinantes? Ou, ao contrário, são superdimensionadas?

Apresentar os fatores que orientam o dimensionamento da rede de comutação telefônica é o objetivo deste capítulo. Veremos, através de exemplos práticos, como são estimadas as necessidades dos assinantes e como uma central telefônica é projetada com base nessa realidade.

A expressão "tráfego telefônico"

Quando um assinante está em comunicação com outro, uma das linhas da central permanece ocupada durante o intervalo de tempo que a comunicação acontece. Devemos de alguma forma quantificar essa utilização, a fim de "medir" a taxa de ocupação dessa linha e de todas as outras que a central contém; assim será possível conhecer o quanto a central está, digamos, ociosa ou em plena atividade.

Enquanto a comunicação é estabelecida, existe um "tráfego" pela linha e a maior ou menor intensidade desse tráfego é função da duração da chamada. Ampliando essa idéia para todas as linhas pertencentes à central telefônica, é possível afirmar que o tráfego pela mesma — sempre em espaços fixos de tempo, como horas, dias, meses, anos — consiste no número total de conversações, no intervalo de tempo, multiplicado pela duração média de cada telefonema:

$$\begin{matrix}\text{tráfego da central} \\ \text{(em um intervalo} \\ \text{de tempo)}\end{matrix} = \begin{matrix}\text{número de} \\ \text{telefonemas}\end{matrix} \times \begin{matrix}\text{duração média de} \\ \text{cada chamada}\end{matrix}$$

Exposto o princípio do tráfego telefônico, resta estabelecer uma unidade de medida para o mesmo. Quando um (e somente um) canal da central permanece interligando dois assinantes em conversação, por uma hora, define-se que o tráfego dessa central é de 1

comunicação-hora — ou seja, corresponde à ocupação da central, por uma conversação, pelo período de uma hora (ou, então, por dois telefonemas de meia hora cada, ou de quatro por quinze minutos etc.). A comunicação-hora, todavia, não é a unidade mais utilizada. O *erlang*, que examinaremos a seguir, é uma unidade derivada da comunicação-hora e usualmente empregada no dimensionamento e cálculo de centrais telefônicas.

O erlang

Cada país costuma adotar uma unidade padrão para a medida do tráfego telefônico, sempre baseada nos conceitos já expostos. Temos, por exemplo, aqueles que aplicam a "unidade de chamada" (U.C.), outros fundamentados na ARHC (*Appelles Réduits par Heure Chargée*), ou ainda a EBHC (*Equated Busy Hour Call*). A unidade mais em voga, todavia, é o erlang (E), designação que homenageia A. K. Erlang, um matemático que se dedicou ao estudo teórico do tráfego telefônico.

Para que possamos compreender fisicamente o que se entende por um erlang, façamos uma analogia com o campo da eletricidade, descrevendo o que seria um joule (J): é a energia necessária para deslocar o ponto de aplicação de uma força constante e igual a um newton, numa distância igual a um metro, na sua direção. Também conhecemos o watt (W), que é a potência desenvolvida quando se realiza, contínua e uniformemente, um trabalho igual a um joule, em cada segundo. É igualmente sabido que ambas as unidades relacionam-se através da seguinte expressão:

$$1\ W = \frac{1\ J}{1\ S}$$

ou seja. 1 watt corresponde a 1 joule por segundo.

Concluímos, então, que o joule está para o watt do mesmo modo que a comunicação-hora está para o erlang: 1 E consiste em uma comunicação-hora por hora. Assim, a intensidade do tráfego é mensurável pelo erlang, enquanto que o tráfego é quantificado pela unidade comunicação-hora — do mesmo modo que a potência é avaliada em watts e a energia, em joules. Resumindo, o erlang é entendido como sendo a quantidade de tráfego ocorrido em uma dada unidade de tempo.

Um exemplo é sempre útil para a sedimentação de princípios como esses. Suponhamos a existência de uma central fictícia, com 1 000 assinantes. Se desses 1 000 terminais, 300 realizarem chamadas, no período de uma hora, na base de 2 chamadas por aparelho, com um tempo médio de conversação ao redor de 2,5 minutos por telefonema, podemos estimar a quantidade de tráfego originado, através do seguinte cálculo:

$$\underbrace{(300 \times 2)}_{\text{número de chamadas}} \times \underbrace{(2{,}5/60)}_{\substack{\text{tempo} \\ \text{médio de} \\ \text{cada} \\ \text{conversação}}} = 25 \text{ comunicações-hora}$$

O tráfego ocorrido atinge, portanto, a marca de 25 comunicações-hora nessa central-exemplo. Podemos também calcular o tráfego médio para cada assinante, tenha ele realizado ou não chamadas, através do seguinte raciocínio:

$$\frac{25 \text{ comunicações-hora}}{1000 \text{ assinantes}} = 0{,}025 \text{ comunicação-hora/assinante}$$

numa estimativa válida para o período considerado (1 hora). Uma vez obtidos a quantidade de tráfego e o valor médio por assinante, podemos determinar a intensidade média do mesmo, para cada terminal:

$$\text{intensidade média de trafego} = \frac{0{,}025 \text{ com-hora/assinante}}{1 \text{ hora}} = 0{,}025 \text{ E/ass.}$$

Leis de variação do tráfego telefônico

A intensidade de tráfego telefônico é alterada conforme as horas do dia, de acordo com os dias da semana, com os meses, ocasiões especiais etc. Estudos práticos, fundamentados na coleta de informações ao longo dos anos, demonstram que existe uma certa periodicidade na taxa de ocupação de uma central — o que proporciona, dentro de certos limites, a possibilidade de prever quanto um sistema telefônico será solicitado durante um certo espaço de tempo.

Estudemos, primeiramente, a flutuação da demanda telefônica no intervalo correspondente a um ano. Certos aspectos práticos podem ser notados de imediato, como a menor utilização de terminais nos meses de junho e julho, período de férias escolares e de viagens (pleno verão nos Estados Unidos, onde se originou tal estudo), conforme ilustra a figura 49.

Se reduzirmos nossas observações para um período de sete dias, observaremos que no início da semana, principalmente na segunda-feira, ocorre o ápice do tráfego telefônico. Nas sextas e sábados o tráfego é também elevado, e o domingo é o dia de menor número ligações. É possível constatar, igualmente, que as comunicações telefônicas crescem nos feriados. Analisemos o gráfico da figura 50, que apresenta um escalonamento relativo do tráfego, de segunda-feira a domingo.

Quando diminuímos ainda mais o período enfocado, restringindo-o a um dia, percebemos que no horário compreendido entre as 9 e 12 horas existe o maior número de ligações, o mesmo se repetindo (embora com menor intensidade) das 17 às 18 horas, isto no início e ao final da semana útil (fig. 51).

Quando examinamos a flutuação do tráfego durante o dia, há sempre uma hora em que a ocupação da central atinge o máximo do período. Essa hora é designada por hora de maior movimento, ou simplesmente HMM. Existe também uma definição rigorosa desse período: "A hora de maior movimento consiste no intervalo de tem-

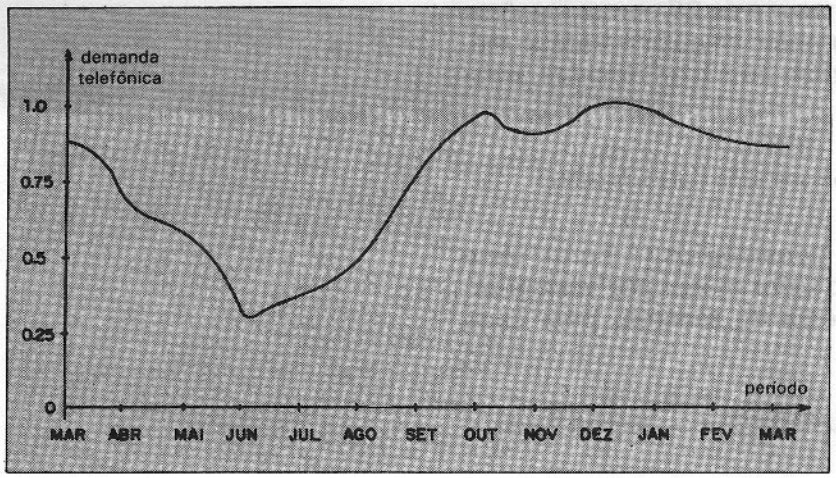


Fig. 49 — *Mapeamento do tráfego telefônico durante um ano.*

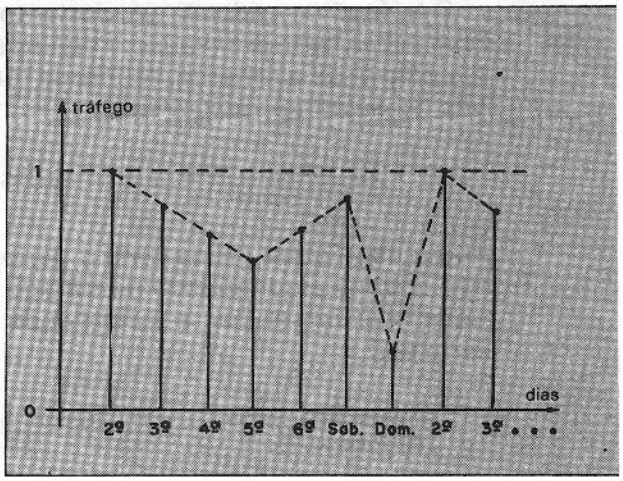


Fig. 50 — *Tráfego relativo durante uma semana.*

po de sessenta minutos seguidos, durante os quais o tráfego telefônico atinge seu pico durante o dia".

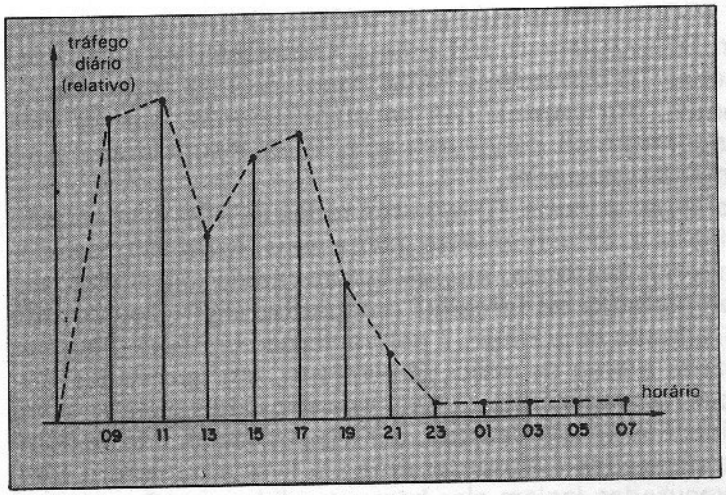
O intervalo escolhido foi de uma hora, por ser um período longo, comparativamente a uma conversação típica (cerca de três minutos); o tráfego nesse período é de grande importância para o planejamento de sistemas telefônicos. Vale citar que a variação do tráfego durante essa hora é completamente imprevisível, sabendo-se apenas que seu valor médio é superior ao do restante do dia (fig. 52).

O tráfego na hora de maior movimento representa, por vezes, para questões de planejamento, a atividade da central para todo o dia. Assim, um sistema que suporta uma intensidade de tráfego de 40 erlangs possui uma intensidade de tráfego (valor médio) de 40 erlangs durante a hora de maior movimento, não sendo tomados em consideração os níveis de tráfego nas demais horas (supostamente inferiores). Em outras palavras, o tráfego circulante pela central na HMM é de 40 comunicações-hora.

A propósito, convém ressaltar que os gráficos de variação do tráfego com o ano, semana e dia são diferentes entre terminais comerciais e assinantes residenciais, por possuírem comportamento diverso. É válido mencionar, também, que não é possível avaliar a intensidade de tráfego em períodos que se aproxime da duração de uma chamada telefônica (ordem de minutos), embora logo adiante tenhamos um exemplo desta natureza — criado apenas para efeitos didáticos.

Probabilidade de perdas

Veremos agora que existe a possibilidade de estimar o número de canais necessários para servir às intensidades de tráfego esperadas. Suponhamos que aos 20 minutos da hora de maior movimento tenhamos, em nossa central, 550 ligações em trânsito apenas iniciadas, com duração de 10 minutos (1/6 hora). A intensidade de tráfego sob tais condições seria de $550 \times 1/6 = 91{,}67$ erlangs; nessas circunstâncias, seriam necessárias 550 vias de comunicação para o



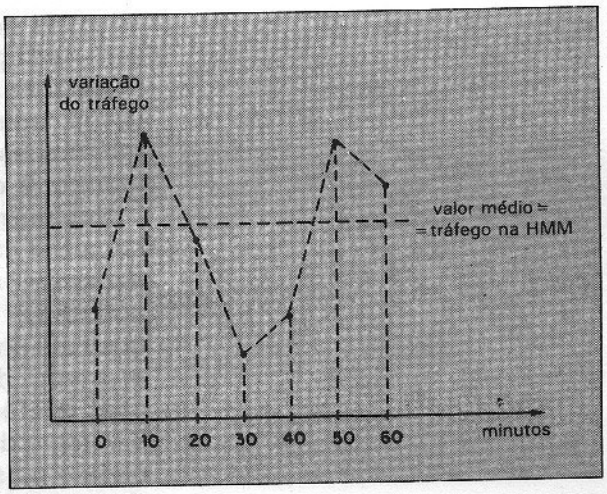


Fig. 51 — *Variação do tráfego em um dia, com valores relativos.*

Fig. 52 — *Tráfego na hora de maior movimento (HMM).*

atendimento dos assinantes. No entanto, durante a própria hora de maior movimento, a intensidade é inconstante.

Adotemos como valor médio para a HMM algo ao redor de 30 erlangs, conforme a curva registrada pelo gráfico da figura 53. Se precisamos conhecer a média de tráfego em cada uma dessas 550 vias, durante a HMM, e sob a hipótese de que cada ligação dure 10 minutos, iniciando aos 0, 10, 20, 30, 40 ou 50 minutos da HMM, somos compelidos a elaborar a Tabela 4, para o cálculo de seu valor.

Pela observação da tabela, para o comportamento em questão os 550 canais seriam simultaneamente ocupados durante apenas 10 minutos da hora de maior movimento. Idealmente, a intensidade de tráfego, se fosse constante e igual a 30,2 erlangs em toda a HMM, exigiria não mais que 181 canais, sem picos ou vales que forçassem a instalação de um número maior de vias (veja fig. 54).

Mas como para os efeitos práticos a situação ideal é sempre uma utopia, devemos contentar-nos com uma solução de compromisso, na qual partimos do princípio de que não instalamos o número de canais necessários para o atendimento do tráfego a qualquer instante, mas uma quantidade algo inferior a fim de satisfazer a exigências econômicas que visam reduzir o custo desses equipamentos.

Desta forma, se instalarmos apenas 300 canais de conversação,

Análise da taxa de ocupação dos canais disponíveis
Tabela 4

período da HMM (m)	intensidade de tráfego (E)	n.º de canais ocupados	n.º de canais ociosos	% de ociosidade
0 — 10	3,0	18	532	96,72 %
10 — 20	20,0	120	430	78,18 %
20 — 30	91,67	550	0	0 %
30 — 40	12,0	72	478	86,91 %
40 — 50	45,0	270	280	50,91 %
50 — 60	10,0	60	490	89,09 %
valor médio	30,2	181	369	67,09 %

ao invés dos 550 iniciais, a média de tráfego circulante por canal será dada por: 30,2/300 = 0,101 erlang. O intervalo de pico ocorre durante apenas 10 minutos da HMM; logo, durante esses 10 minutos, aceitamos, por implicações de planejamento, que as vias telefônicas encontrem-se congestionadas e/ou insuficientes para atender à demanda existente.

Sob outro prisma, durante 10 minutos todas as 300 vias estarão em plena atividade e, caso houvesse 250 a mais, estas também poderiam vir a operar. Portanto, muitas tentativas de chamadas não podem ser completadas ou forçadas a aguardar algum tempo, até que haja uma redução no tráfego. É conveniente conhecer o quanto se perde, durante a hora de maior movimento, em termos de ligações telefônicas não realizadas. O fator que exprime a relação entre o número de ligações solicitadas que, por alguma razão, não se completam ou são obrigadas a aguardar uma via livre e o número total de ligações executadas (sejam elas bem-sucedidas ou não, sempre no período correspondente à HMM) é designado por "Coeficiente de Probabilidade de Perdas". Uma ordem de grandeza comum para este coeficiente, também conhecido pelo nome "grau de serviço" (*grade of service* ou *g.o.s.*, em inglês) é de uma, duas, três ou quatro chamadas perdidas para cada mil chamadas tentadas.

De imediato, notamos que o número de canais necessários para o atendimento dos assinantes será tanto maior quanto menor for a probabilidade de perdas; assim, se aceitássemos uma degradação dos serviços prestados pela central telefônica, poderíamos reduzir essa quantidade, conforme ilustra a figura 55. Reportando-nos novamente ao exemplo analisado, podemos observar que, para alcançarmos uma probabilidade nula de perdas, deveríamos dispor, na central em consideração, de 550 canais instalados, para atender ao máximo da demanda telefônica, sob as hipóteses sugeridas.

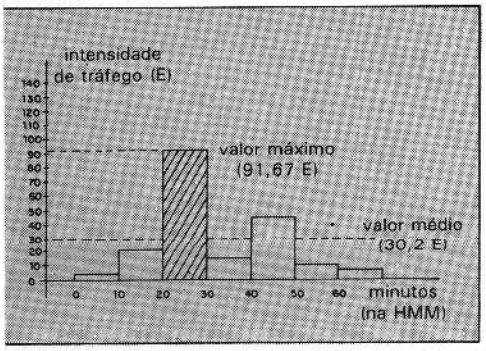


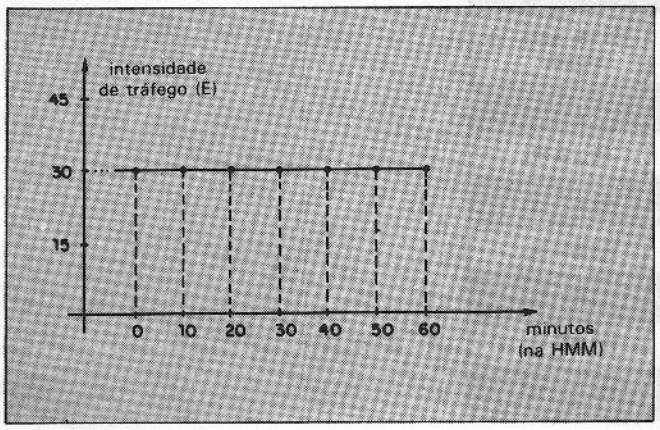
Fig. 53 — *Intensidade e valor médio de tráfego na HMM.*

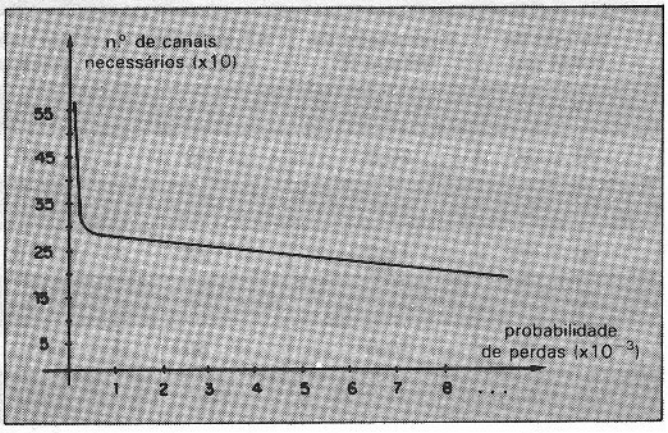
Estatística e o tráfego telefônico

O tráfego telefônico não flui de maneira cartesiana e tão previsível como nos exemplos anteriores. No dia-a-dia real, as durações das chamadas variam significativamente, assim como seu número, e não há meios diretos para estabelecer qual a demanda telefônica

Fig. 54 — *Situação ideal, com intensidade de tráfego constante durante a HMM.*

Fig. 55 — *À direita, função para o exemplo das 550 ligações.*





precisa em um certo mês, dia ou hora. As estimativas são tomadas sempre com bases estatísticas, como, por exemplo, a **probabilidade de duração de uma conversação** ou a **taxa de chamada**.

A taxa de chamada exprime a probabilidade de uma tentativa de comunicação ocorrer num certo intervalo de tempo. Uma vez estabelecida a comunicação, é necessário avaliar qual a probabilidade de que esta ligação se mantenha ao longo do tempo — digamos, por 1, 2, 3 ou mais minutos. Pode-se demonstrar que uma distribuição exponencial é adequada para esse caso. Define-se com isto o ''tempo de retenção'', que é o intervalo durante o qual uma via de comunicação permanece ocupada. A probabilidade P (t) de que uma chamada telefônica persista em um canal por mais de t segundos é dada pela seguinte expressão:

$$P\ (t) = e^{(-\ t/h)}$$

onde h simboliza o tempo médio de um elevado número de conversações, em segundos.

Vamos a mais um exemplo: se tomarmos como válida a afirmativa de que a média de duração de uma ligação telefônica seja de 3 minutos (180 segundos), podemos traçar o gráfico da figura 56, através da fórmula:

$$P\ (t) = e^{(-\ t/180)}$$

Pelos valores obtidos nessa curva, notamos que, para chamadas com duração média de 180 segundos, existe 76% de probabilidade de que um telefonema se mantenha além de 50 segundos; 57%, para uma duração acima de 100 segundos; 33%, mais que 200 segundos e assim sucessivamente, com a probabilidade declinando exponencialmente com o aumento do tempo. Além desses, existem estudos estatísticos para determinar, em casos de congestionamento de canais telefônicos, qual a atitude do assinante perante a falta de uma via para o estabelecimento de sua ligação.

O elemento chamador pode, então, tomar uma de três atitudes possíveis: 1) abandonar a intenção de efetuar a ligação; 2) realizar algumas tentativas de obtenção de um canal livre; 3) ou aguardar até que um canal esteja disponível. Este estudo recebe a denominação de ''comportamento do assinante perante o congestionamento das vias telefônicas''. Outros estudos estatísticos podem sugerir,

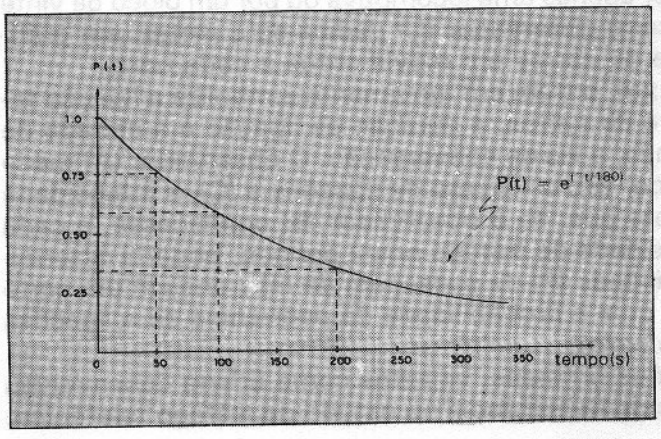


Fig. 56 — *Probabilidade de persistência de uma chamada.*

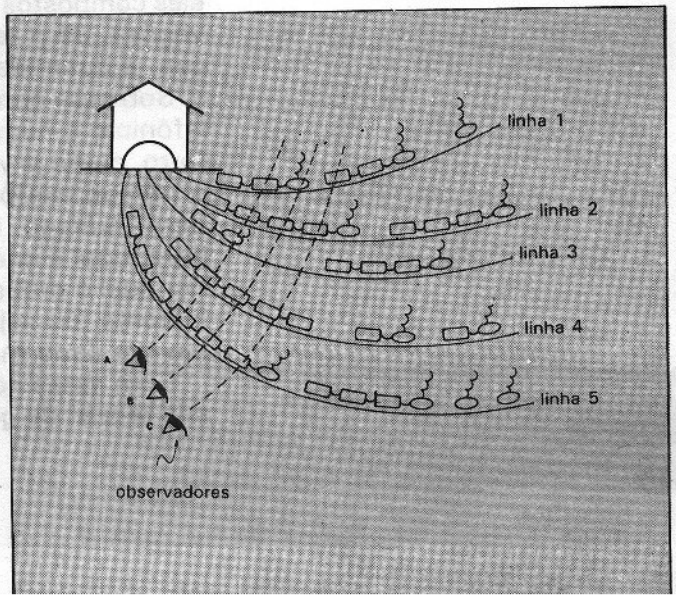


Fig. 57 — *Estudo do tráfego telefônico por analogia.*

por assim dizer, que, de cada 100 tentativas de ligações, 70 se completam satisfatoriamente, 10 perdem-se por não encontrar uma linha livre, 15 não se realizam pelo fato de o assinante chamado estar em conversação com um terceiro, 3 são vítimas de erros de operação do aparelho e 2 por outras razões.

As fórmulas de Erlang

Para a hora de maior movimento, supondo que a intensidade de tráfego permaneça constante, estudos estatísticos demonstram que a probabilidade P de que em um certo momento ocorram simultaneamente n ligações telefônicas é dada pela seguinte fórmula:

$$P = \frac{(F)^n}{n!} \cdot e^{-F}$$

onde F representa a intensidade de tráfego sob a hipótese de que não haja alteração, em toda a HMM, desse valor. É bom lembrar que a intensidade de tráfego é calculada a partir do produto (número de chamadas originadas na unidade de tempo) × (tempo médio de uma chamada).

É normal que o leitor esteja algo confuso com todas as definições e conceitos citados até aqui, dadas as características abstratas dessas considerações. Mas chegou o momento ideal para a criação de uma analogia física que sedimente nossas afirmações. Imaginemos a existência de cinco linhas de trem (veja fig. 57), onde cada uma representa um canal de comunicação, todas elas partindo de uma garagem (''assinantes'') e encaminhando-se por rotas particulares, rumo a localidades diversas. A um dado trecho, onde se pode ainda avistar as cinco linhas, colocamos três observadores, um ao lado do outro: o primeiro (A), tendo por função registrar o número de carros (vagões e locomotivas) que passam diante de sua posição, durante todo o dia, seja qual for a linha pela qual o trem estiver transitando. Perceba que mais de um trem pode estar passando diante deste observador, em um dado instante, embora, certamente, esses trens circulem por linhas independentes. O segundo observador (B) encarrega-se de efetuar a contagem do número de trens, sejam eles compostos por apenas uma locomotiva ou por um bloco de vinte vagões. Já o terceiro observador (C) dedica-se a plotar, em gráficos, a quantidade de carros em movimentos a cada hora.

Sob esse contexto, o trem em movimento simboliza a ligação telefônica; o número de carros, a duração da ligação e a estrada de ferro, como já vimos, a via de conversação. O observador (A) mede o tráfego telefônico; (B), o número de ligações e (C), a intensidade desse tráfego. Note que, se o observador (B) conhecesse, a cada hora, qual a intensidade de tráfego neste período, poderia determinar qual a probabilidade (P) da passagem de (n) trens em um certo instante (ou seja, qual a probabilidade da ocorrência de n ligações em um dado momento).

Com estas noções firmadas, vejamos como Erlang desenvolveu sua teoria, de grande importância no estudo do tráfego telefônico.

Em uma central telefônica, conforme já afirmamos, existe uma limitação para o número de chamadas que podem ocorrer simultaneamente; como conseqüência, a equação dada não é válida, na prática. Essa limitação é imposta, como já vimos, pelo número N de canais em disponibilidade. Logo, Erlang elaborou seus estudos partindo de uma série de premissas básicas: 1) a central possui N vias em operação; 2) de todas as ligações a serem realizadas, supôs que M chamadas não seriam completadas, por falta de canais. Com suas análises, após grandes trabalhos apoiados em matemática avançada, chegou à seguinte fórmula — que fornece a probabilidade de perdas de ligações, quando N canais encontram-se em utilização:

$$P = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{i=0}^{N} \frac{A^i}{i!}}$$

Conhecida pelo nome "fórmula de Erlang de primeira espécie", nela temos que:

P = probabilidade de perdas de ligações
N = número de canais
A = intensidade de tráfego
N! = fatorial de N $(1 \times 2 \times 3 \ldots \times (N-1) \times N)$

$$\sum_{i=0}^{N} \frac{A^i}{i!} = 1 + A + \frac{A^2}{2!} + \frac{A^3}{3!} + \ldots + \frac{A^N}{N!}$$

Assim, se tivermos em mãos o número de canais (N) e a intensidade de tráfego (A), poderemos calcular a probabilidade de perdas (P); ou, sob outro enfoque, dispondo de (P) e (A), calculamos (N), de acordo com as necessidades. Essa equação pode ainda ser generalizada, passando a exprimir a probabilidade de que (K) canais estejam ocupados, em um grupo de (N) vias. Obtemos então a fórmula abaixo:

$$P(K) = \frac{\frac{A^K}{K!}}{\sum_{i=0}^{N} \frac{A^i}{i!}}$$

onde (K) designa o número de canais ocupados. Atente para a situação na qual (K = N), caso que recairia na "fórmula de Erlang de primeira espécie".

O gráfico traçado na figura 58 descreve as relações entre o número de canais, a intensidade de tráfego e a probabilidade de perdas, em termos qualitativos. A partir da fórmula de perdas de Erlang, concluímos que, para uma intensidade de tráfego (A) $\neq 0$ e um número de canais (N) finito, teremos necessariamente uma perda associada.

Passemos então ao método de projeto de uma central, da qual conhecemos a intensidade de tráfego oferecido (A) e a probabilidade de perdas tolerável (P); o trabalho reside no cálculo do número de canais (N) necessários. Sabemos que o valor de (A) é tomado como base na hora de maior movimento e suposto constante para efeitos de cálculo, durante todo o período.

Nosso projeto pressupõe a existência de uma central para 1 200 assinantes, dos quais 1 000 terminais são destinados a residências e 200 a instalações comerciais. Qual seria o número de canais ne-

cessário? Adotemos a hipótese de que a intensidade de tráfego não é a mesma para ambas as classes de assinantes (o que corresponde à realidade). Os aparelhos residenciais possuiriam uma intensidade de 0,04 erlang por assinante e os comerciais, de 0,3 erlang por assinante. A perda tolerável é de uma ligação para cada conjunto de 100 (1%). Tais dados gerariam, portanto, os seguintes cálculos:
1) *Determinação da intensidade de tráfego total*:

$$A = 1000 \times (0{,}04) + 200 \times (0{,}3) = 100 \text{ erlangs}$$

2) *Obtenção do número de canais necessários*: Sabendo-se que a intensidade de tráfego é de 100 erlangs e que a perda aceitável é de 1%, poderíamos extrair o valor de N por duas formas possíveis — a primeira, através da aplicação direta da "fórmula de Erlang de primeira espécie", e a segunda, utilizando tabelas construídas a partir da mesma equação, para vários valores de perdas e intensidades. Com o auxílio de uma tabela desse gênero (veja a Tabela 5), chegamos ao valor N = 118 canais (onde o valor de A mais próximo de 100 é 101,1).

Intensidade do tráfego x probabilidade de perdas e n.º de canais
Tabela 5

N \ P	1,0 %	1,2 %	1,5 %
112	95,4	96,4	97,7
114	97,3	98,3	99,7
116	99,2	100,2	101,6
118	101,1	102,1	103,5
120	103,0	104,0	105,4

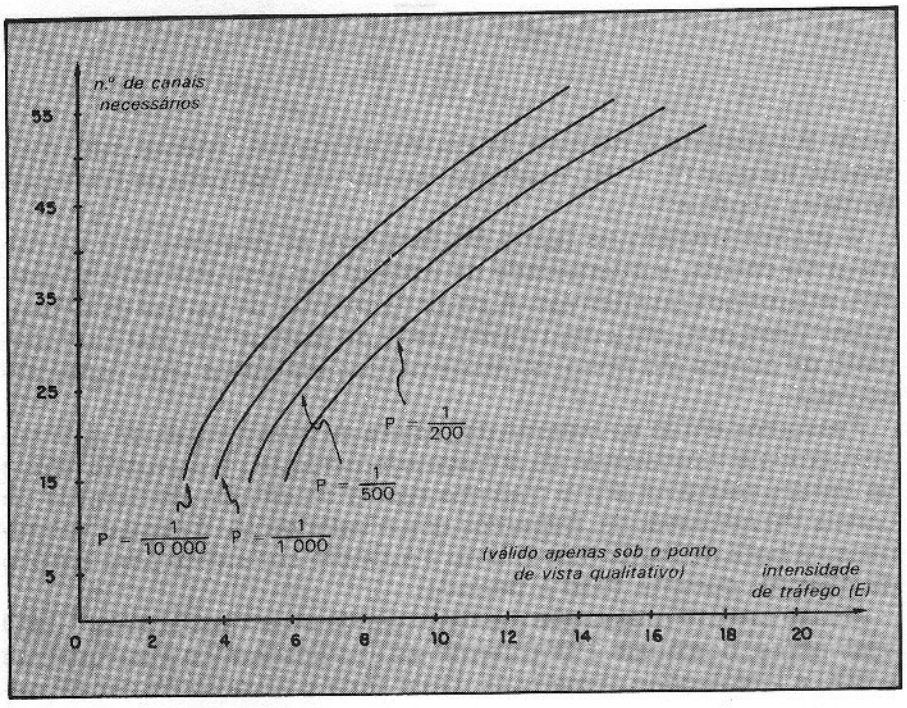


Fig. 58 — *Relacionando a intensidade de tráfego, o n.º de canais e a probabilidade de perdas.*

4 Redes telefônicas

Neste capítulo teremos a oportunidade de saber como um sistema telefônico é integrado através de várias entidades (centrais) distintas, a função de cada unidade e o processo de encaminhamento de chamadas telefônicas a nível local, interurbano e internacional.

Linhas telefônicas urbanas e interurbanas

Quando dois assinantes estão em comunicação, a rota de conversação pode ser estabelecida em sua forma mais trivial, através da rede local, conforme demonstra a figura 59. No caso, o aparelho telefônico do assinante é interligado à central por intermédio de um par de fios — *drop-wire*, como são chamados no jargão das companhias telefônicas — à linha de cabos da central. Esses cabos podem ser instalados em postes (linha aérea) ou em dutos subterrâneos. Tais fiações, ao alcançar a central, distribuem-se pelos dispositivos comutadores, que conectam o assinante chamador ao terminal chamado, por um encaminhamento semelhante, mas no sentido inverso.

Numa mesma área urbana, no entanto, várias centrais podem coexistir e a rede local pode conectar ambos os assinantes (supondo que os terminais estejam associados a diferentes centrais) por uma ligação entre dois sistemas comutadores (veja fig. 60). Desse modo, uma rede local pode abranger várias centrais locais, cada central englobando um determinado número de assinantes. Ao grupo formado por uma central local, seus cabos de distribuição e terminais correspondentes, denominamos de "zona da central". Logo, várias zonas podem constituir uma rede local, como nos mostra o diagrama da figura 61.

Mas podemos ter situações em que duas redes locais devem ser ligadas entre si. A conexão de centrais locais, cada uma pertencente a um centro urbano diferente, é efetuada com o auxílio de centrais comutadoras específicas, as chamadas **centrais primárias de comutação**. Temos, na figura 62, uma ilustração representativa dessa situação, caracterizando uma ligação telefônica interurbana.

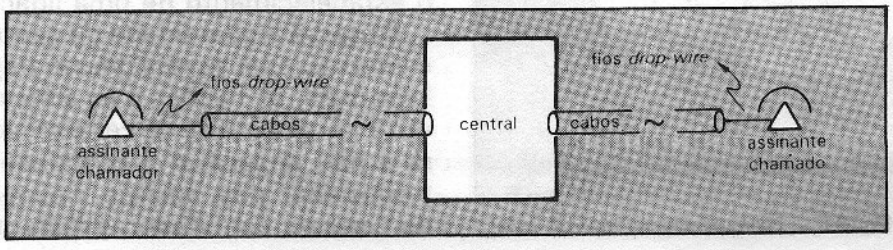


Fig. 59 — *Interligação de dois assinantes pela mesma central.*

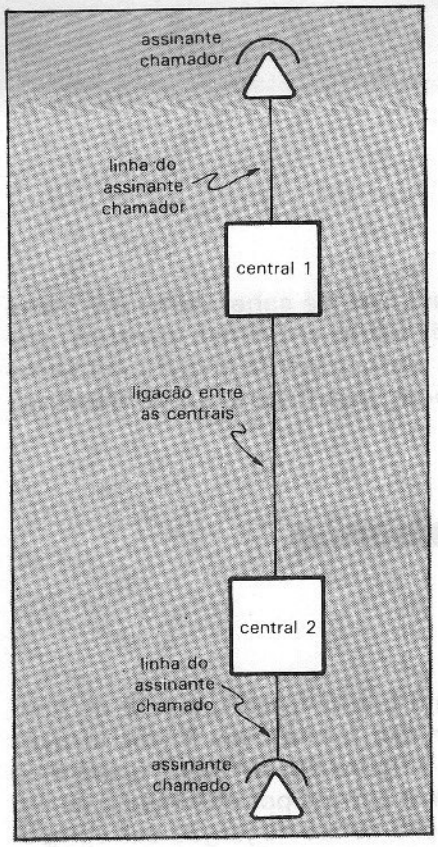


Fig. 60 — *Interligação de dois assinantes por centrais diferentes.*

Outros conceitos sobre redes telefônicas

Como já registramos, a central local consiste em uma central de comutação, à qual são conectados os terminais telefônicos de assinantes. As linhas de assinantes abrangem toda a fiação que interliga o aparelho telefônico à central local, enquanto que a zona da central é composta pela central local e pelas linhas de assinantes acopladas.

Circuitos de enlace são as associações entre centrais locais de uma mesma rede local. Já as centrais primárias de comutação, responsáveis pelo encaminhamento de comunicações interurbanas, são abreviadamente chamadas de **centros primários**. A rede de cabos que interliga uma central local e o centro primário é chamada de **linha intermediária**.

Um sistema comutador específico, a **central tandem**, pode conectar centrais locais dentro de uma mesma área urbana, repartindo o tráfego telefônico. Dessa forma, as centrais, além de estarem ligadas por circuitos de enlace, possuem uma rota alternativa, determinada pela central tandem e seus "troncos tandem" (linhas que realizam a conexão entre uma central local e uma tandem ou entre duas centrais tandem), como ilustra a figura 63.

Encaminhamento das ligações telefônicas

O caso citado anteriormente é um exemplo de encaminhamento de chamada a nível local. Note que consideramos como parte da rede local até mesmo os meios necessários para a interligação do assinante com o centro primário, quando ocorre uma conexão interurbana. Ao estudarmos o encaminhamento de uma ligação sob uma contexto mais ampliado, vemos que esta poderá ocorrer ainda a nível nacional ou mesmo internacional. O CCITT (*The International Telegraph and Telephone Consultative Committee*), órgão responsável pela normatização de todas as questões referentes à telefonia, definiu o termo **centro internacional** para designar o centro de comutação do ponto de vista internacional. Pelas imposições do CCITT, classificamos esses centros em três graduações: CT1, CT2 e CT3. Tais sistemas comutadores podem interligar uma rota internacional e uma nacional ou rotas internacionais entre si (para o centros CT1 e CT2, apenas). A representação da figura 64 sugere o estabelecimento de uma ligação entre dois países.

Observe a quantidade de centrais a nível local, regional, nacional e internacional envolvidas no trajeto da ligação. Conforme veremos logo mais, as fiações e os sistemas comutadores não devem introduzir perdas acima de certos valores fixados pelo CCITT, de maneira a não degenerar a qualidade da comunicação. Também serão fornecidas, mais adiante, noções sobre o processo de interligação de centrais comutadoras distantes, utilizando-se 4 fios por canal,

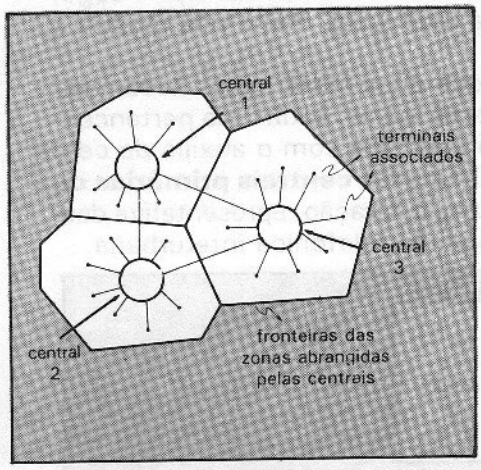


Fig. 61 — *Esquematização da rede local.*

e suas vantagens sobre o sistema tradicional, principalmente para corrigir as degradações. Antes, porém, estudemos um novo conceito, que nos acompanhará ao longo de nossas exposições: a idéia do **equivalente de referência**.

Qualidade de uma comunicação telefônica

Quando uma ligação telefônica é completada, a qualidade do sinal recebido pelo assinante chamado (ou seja, a intensidade sonora) pode variar em função de certos parâmetros: o tipo de aparelho telefônico, a distância entre os aparelhos chamador e chamado, em relação às perspectivas centrais locais, a quantidade de centrais comutadoras no circuito de conversação, a classe dessa comunicação (local, interurbana, internacional) etc. De algum modo devemos quantificar essa qualidade, se desejamos estabelecer normatizações para as comunicações telefônicas. Observe as ligações esboçadas na figura 65. O problema proposto consiste na comparação entre as intensidades sonoras presentes nos receptores de ambos os assinantes chamados, supondo níveis idênticos de sinal na entrada das cápsulas dos terminais chamadores.

O que nos define, por exemplo, que o sinal captado por B seja considerado satisfatório? E como poderíamos estimar o quanto, em termos de intensidade sonora, a recepção de B é superior ou inferior à de *B'*, *B''*, *B'''* etc.? O CCITT criou, então, o equivalente de referência visando padronizar um patamar, a partir do qual as ligações telefônicas estariam vinculadas. As comunicações cujos níveis situam-se acima deste patamar podem ser consideradas como melhores que a comunicação de referência e, caso contrário, piores. O maior ou menor afastamento da ligação em estudo, frente ao patamar de referência, é expresso em decibéis (dB).

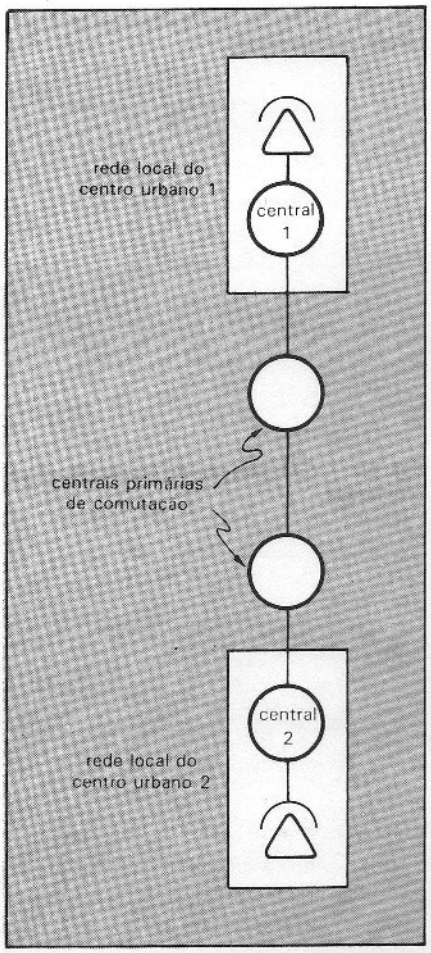


Fig. 62 — *A comunicação interurbana.*

O equivalente de referência

O valor do equivalente de referência define a atenuação do sinal transmitido, através de uma comunicação telefônica, supondo que o assinante chamador envie uma informação e o chamado a receba, da entrada da cápsula transmissora até a saída do módulo receptor. O processo de medição desse equivalente é baseado na comparação do sistema a ser avaliado com um circuito padrão, conhecido pela sigla NOSFER (Novo Sistema Fundamental para a Determinação dos Equivalentes de Referência). O comportamento desse circuito padrão, comparado aos dispositivos em estudo, é estimado subjetivamente.

O circuito padronizado pelo CCITT baseia-se essencialmente em uma seção transmissora de elevada qualidade, um bloco correspondente a uma linha de transmissão de atenuação variável, com impe-

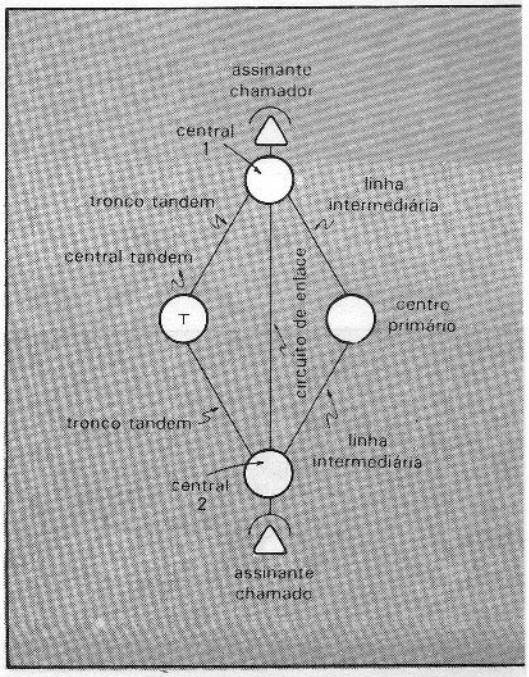


Fig. 63 — *Interligação da central tandem e as locais.*

Fig. 64 — *Partes constituintes de uma conexão internacional.*

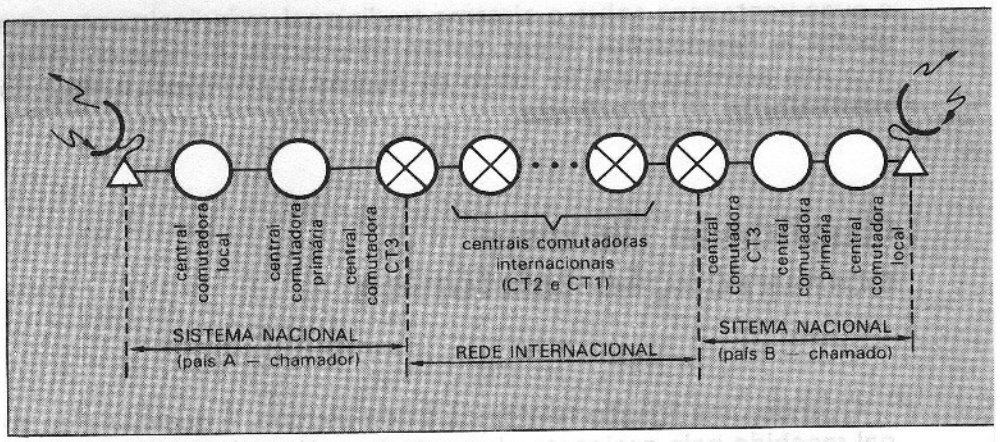
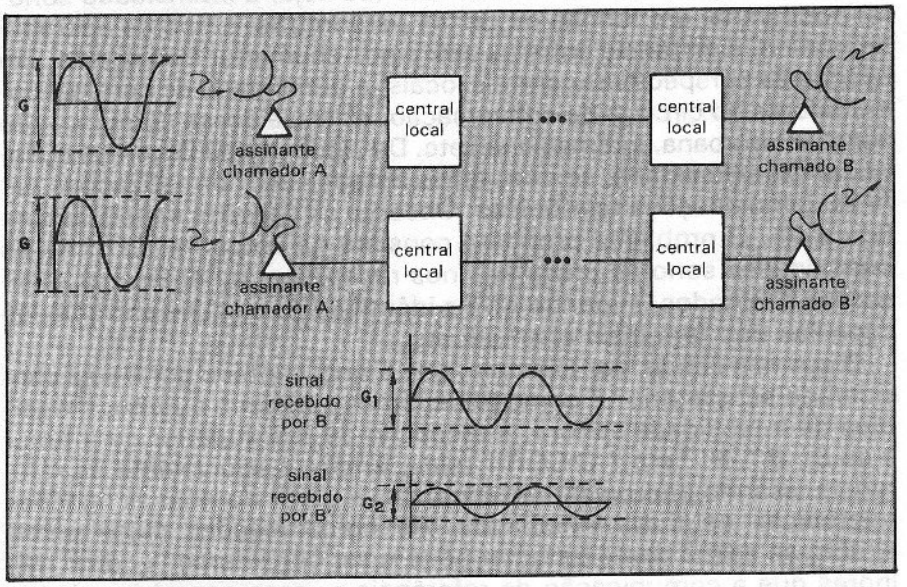


Fig. 65 — *Comparação de qualidade entre chamadas.*



dância característica de 600Ω, seguido por uma rede receptora, com reduzido grau de distorção. Se num encaminhamento imaginário, constituído pela cápsula transmissora do assinante A, linha telefônica e elemento receptor do assinante B (veja fig. 66), obtivermos na recepção uma intensidade sonora igual à metade do nível determinado pelo circuito NOSFER, com o mesmo sinal em ambas as cápsulas transmissoras, nosso encaminhamento será duas vezes inferior à referência. Expressando esse valor em decibéis:

$$\text{equivalente de referência} = 10 \log \frac{\text{(potência à saída do circuito padrão)}}{\text{(potência à saída do encaminhamento em estudo)}}$$

o que nos leva ao cálculo 10 log (2/1) = 3,01 — valor positivo, correspondendo à afirmação de que o sistema em estudo é 3,01 dB inferior à referência.

Nada nos impede, todavia, que ocorra uma situação inversa, na qual a intensidade sonora resultante em nosso sistema seja, digamos, duas vezes superior à de referência. Isto significaria simplesmente que nosso encaminhamento possui um melhor desempenho, comparado ao padrão. Os cálculos conduzem-nos, então, a:

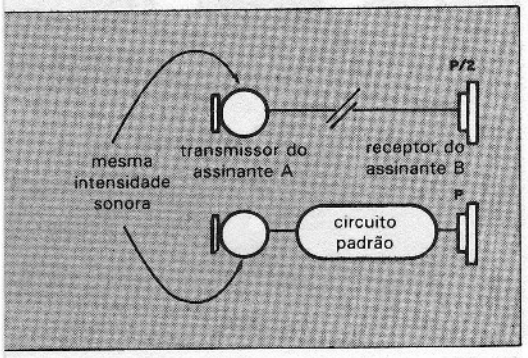


Fig. 66 — *Comparando um sistema comum e o circuito NOSFER.*

$$10 \log \left[\frac{1}{2}\right] = -3{,}01 \text{ dB}$$

valor negativo, exprimindo que o sistema é cerca de 3 dB melhor que o NOSFER.

A figura 67 exibe todos os blocos participantes da rede padrão de referência, detalhando inclusive as atenuações e amplificações de cada seção, sob a hipótese da aplicação de um nível de − 80 dB (relativamente a 1 volt), na freqüência de 1 000 Hz — sinal que é fornecido por um gerador com 20Ω de impedância na saída, conectado diretamente à entrada dessa rede, substituindo a cápsula microfônica. Para esse ensaio, a linha de atenuação variável está regulada para fornecer uma redução do sinal, da entrada à saída, de 24 dB.

Equivalentes de referência de transmissão e recepção

Um terminal telefônico a bateria central, conforme foi visto no 1.º capítulo, é alimentado a partir de uma fonte de tensão situada na própria central local correspondente. Isto significa que a corrente de alimentação circula pela linha telefônica, sendo, em princípio, inversamente proporcional ao comprimento da linha, como sintetiza a figura 68. A dependência entre a corrente de alimentação e o comprimento da linha é causada pela resistência dos cabos de interligação.

Podemos determinar o equivalente de referência para o circuito transmissor de um terminal telefônico, para cada valor de resistência de enlace da linha do assinante. As medidas, no entanto, são

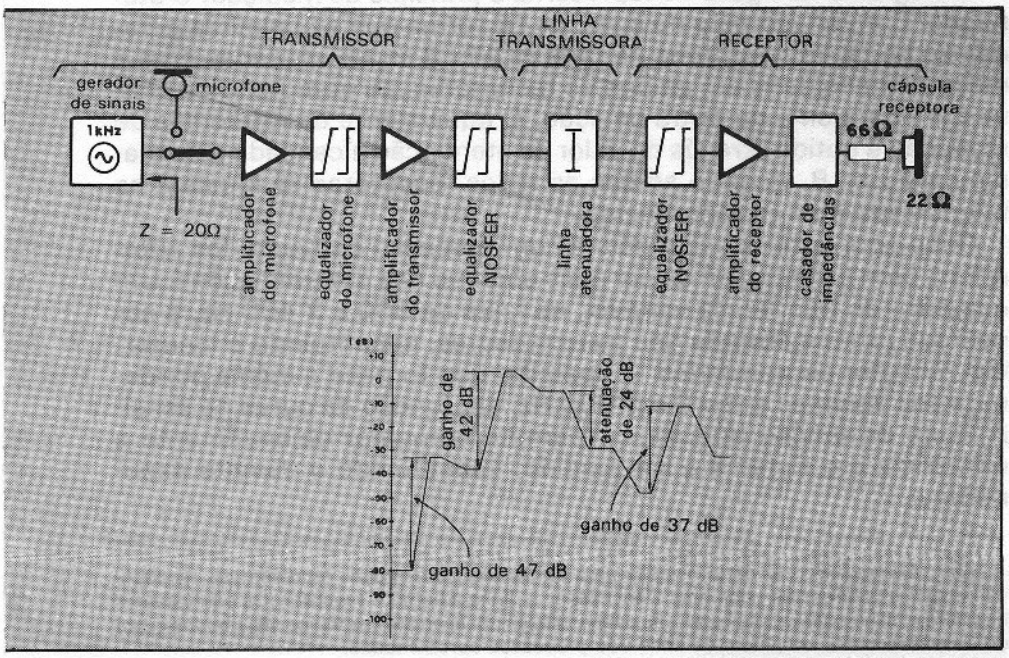


Fig. 67 — *Diagrama de níveis específico para o conjunto transmissor-receptor NOSFER.*

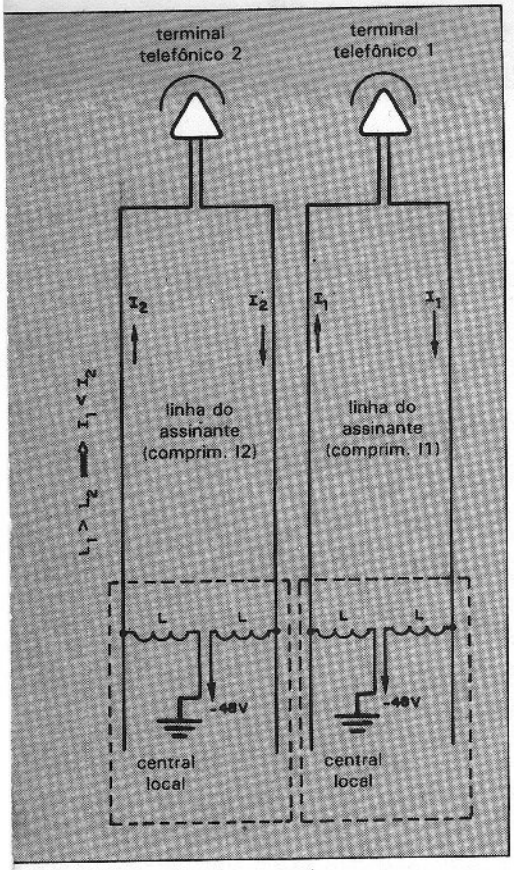


Fig. 68 — *Alimentação do terminal telefônico.*

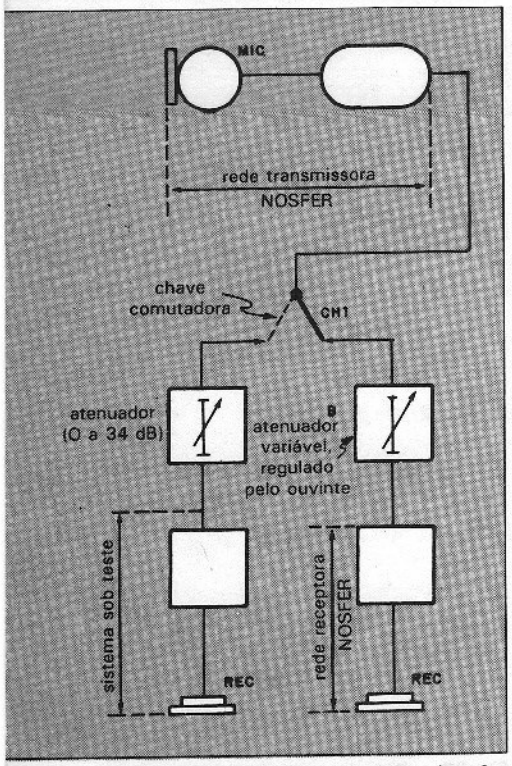


Fig. 70 — *Medição do equivalente de referência de recepção.*

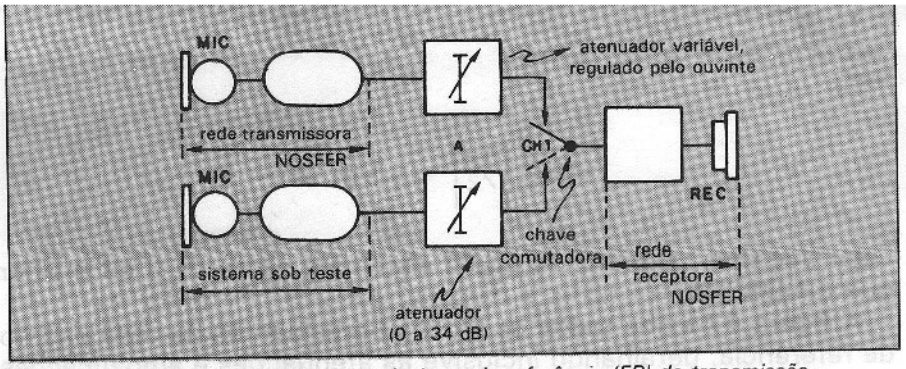


Fig. 69 — *Processo de medição do equivalente de referência (ER) de transmissão.*

efetuadas na ausência da linha telefônica, mas com o aparelho alimentado e recebendo uma corrente similar àquela que seria obtida, tendo-se a linha interligando o terminal e a fonte de tensão.

Utilizando a figura 69, podemos analisar como a medição é realizada. Um indivíduo com boa capacidade auditiva é posto a ouvir o receptor padrão. Através de uma chave comutadora, pode-se conectá-lo ora ao emissor NOSFER, ora ao emissor do sistema em teste. Esta pessoa, paralelamente, tem a possibilidade de variar o atenuador A do emissor padrão. Junto a ambos os microfones, uma segunda pessoa repete seguidamente um grupo de palavras predeterminadas, alternadamente, na rede padrão e no sistema a ser testado. As palavras-padrão do CCITT são as seguintes: Paris, Bordeaux, Le Mans, Saint-Leu, Léon, Loudun.

O receptor é comutado por CH1, sendo ligado a cada um dos transmissores; ao atuar em A, o ouvinte tenta ajustar esse atenuador, até que a inteligibilidade seja a mesma em ambas as redes. Ao valor de atenuação necessária para tornar os dois conjuntos qualitativamente semelhantes, corresponde o equivalente de referência do sistema sob exame.

Analogamente à transmissão, também se define o equivalente de referência de recepção do terminal telefônico para cada comprimento da linha do assinante (diferentes correntes de alimentação). Como no teste anterior, não consideramos a presença da linha, mas o aparelho deve ser alimentado com a corrente que receberia, caso a linha interligasse o terminal e o gerador de tensão contínua.

O diagrama da figura 70 representa o princípio de medição. O atenuador B é variado pelo ouvinte, de tal forma que as palavras geradas ao bocal do microfone da rede NOSFER sejam captadas com a mesma intensidade em ambos os receptores, ao comutar-se a chave CH1 para uma ou outra posição. O equivalente de referência de recepção é obtido através do valor de atenuação alcançado pela manipulação de B, quando ambas as redes receptoras se igualam na intensidade sonora reproduzida.

Cabe aqui notar a existência de um processo derivado dos anteriores, com a vantagem de ser mais objetivo nas determinações. Um oscilador de freqüência variável, na faixa de 300 a 3 400 Hz, é conectado junto à entrada dos transmissores, substituindo o locutor. Um receptor psofométrico — aparelho que fornece a média ponderada dos volumes entre 0 e 5 000 Hz, em função da curva de sensibilidade do ouvido humano — permite comparar objetivamente a referência e o sistema a ser medido, substituindo o ouvinte experiente.

Obs.: Os equivalentes determinados para transmissão e recepção representam, respectivamente, os valores dos conjuntos transmissor + linha e linha + receptor. Os equivalentes de referência intrísecos de transmissão e recepção de um aparelho telefônico são obtidos quando descontamos a influência da linha nos processos apresentados.

Comunicação telefônica e os equivalentes de referência

Sabendo-se que o bloco transmissor, as linhas dos assinantes chamador e chamado e o receptor possuem seus equivalentes, como especificar quais os níveis aceitáveis para uma conversação telefônica? Para responder a isso, tomemos mais uma vez o assinante chamador como locutor e o chamado como ouvinte e observemos a figura 71.

Considerando-se a simplicidade do exemplo, o equivalente de referência para esta linha de conversação é dado apenas pela soma do equivalente de transmissão e o de recepção (ERT + ERR), sendo desprezados os demais fatores envolvidos. Centremo-nos, por alguns instantes, na análise dessa comunicação sob um único aspecto: o da qualidade do sinal recebido pelo ouvinte. A figura 72 condensa vários estudos, sempre subjetivos, realizados pelo CCITT, relativos à distribuição dos níveis percebidos por um ouvinte médio, estabelecendo limites de qualidade para uma conexão entre dois assinantes.

Para que tenhamos uma noção concreta de "quanto" corresponde um certo equivalente de referência, mediante a correlação com a intensidade sonora, vejamos as seguintes comparações: um nível de 0 dB, por exemplo, equivaleria a um indivíduo falando em voz normal, a 4 cm da pessoa que escuta. Já 25 dB correspondem a uma conversação mantida a 70 cm entre os dois elementos, enquanto que 36 dB representam uma interlocução realizada a 3 m de distância, também supondo um tom de dicção normal. Pelo gráfico, verificamos facilmente que a gama compreendida entre + 5 e + 25 dB constitui a faixa ideal, embora o CCITT aceite uma variação de 0 a + 36 dB como tolerável para a conversação telefônica, dependendo do tipo de ligação.

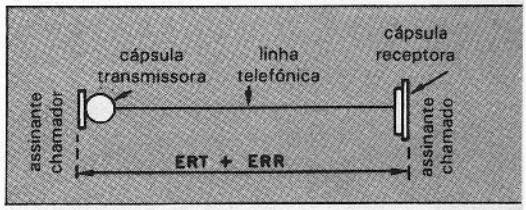


Fig. 71 — *O equivalente de referência entre assinantes*

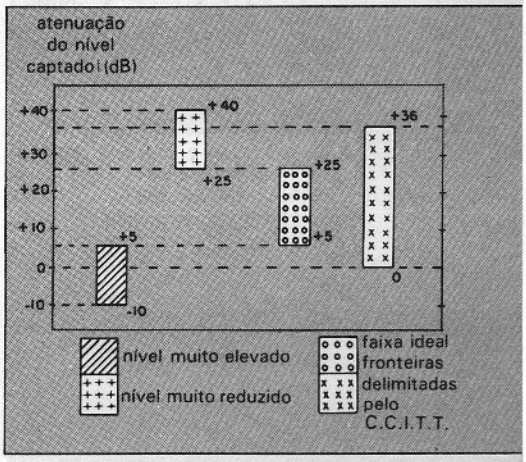


Fig. 72 — *Análise da qualidade dos equivalentes de referência.*

ER e o comprimento da linha

Como a determinação do equivalente de referência de uma ligação telefônica é função do comprimento dessa linha e do tipo de aparelho, é válido que façamos algumas explorações mais detalhadas, no que tange ao comportamento do conjunto terminais telefônicos e linhas associadas. Os cabos telefônicos introduzem atenuações significativas, reduzindo a inteligibilidade da conversação, alterando o equivalente de referência total. Examinemos, primeiramente, o equivalente de referência relativo ao conjunto transmissor, linha e receptor, em função do comprimento da linha telefônica, para um terminal hipotético (uma vez que tais valores se modificam segundo o tipo de aparelho empregado). Os gráficos da figura 73 exibem as leis de variação do equivalente da seção transmissora e o da receptora para uma bitola de cabo particular, em relação ao comprimento da linha.

Vejamos um exemplo de cálculo do equivalente para uma comunicação telefônica a uma distância de 6 km entre o locutor e o ouvinte. O equivalente de referência de transmissão para $\ell = 6$ é 16 dB, enquanto que o de recepção é de 6 dB, como atestam os gráficos, com valores válidos apenas para efeitos didáticos. Logo, o equivalente de

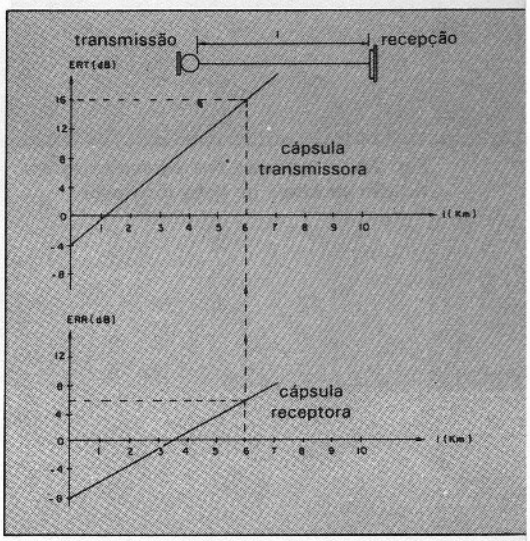


Fig. 73 — *A lei de variação dos equivalentes dos referência em função do comprimento da linha.*

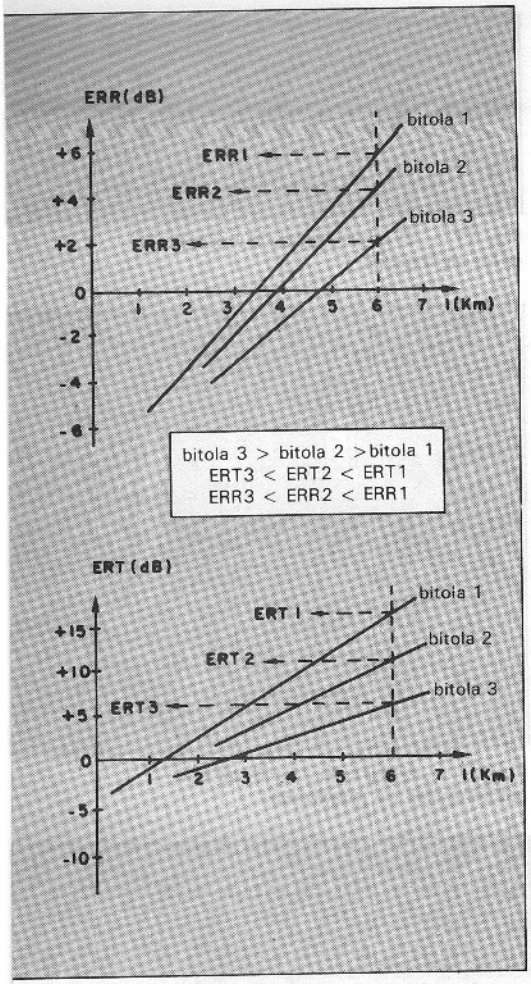


Fig. 74 — *Variação dos equivalentes em função da bitola da linha telefônica.*

referência total é o resultante da soma 16 + 6 = 22 dB. O comportamento dos gráficos ERT × ℓ e ERR × ℓ é significativamente alterado em função da bitola dos fios empregados na ligação telefônica. Com o aumento da bitola, as retas se aproximam do eixo horizontal, tendendo a diminuir o valor do equivalente (seja na transmissão ou na recepção), para um mesmo comprimento de cabo. Observemos o par de gráficos da figura 74, os quais representam comparativamente, para algumas bitolas de fios, as funções ERT × ℓ e ERR × ℓ . Lembre-se que os valores são fictícios, válidos apenas como exemplo.

ER para assinantes da mesma central e centrais distintas

Os assinantes conectados a uma mesma central telefônica podem atingir "x" dB como valor máximo para o equivalente de referência na transmissão e "y" dB para a recepção, onde "x" e "y" variam conforme o país, com um fator admissível da ordem de 1 dB para eventuais perdas de passagem dos sinais pelos dispositivos comutadores. A figura 75 demonstra uma conversação sendo realizada entre dois assinantes pertencentes à mesma central comutadora. Os valores máximos para os equivalentes totais (z_1) podem ser ainda alterados ligeiramente, de acordo com a central interurbana acoplada à comutação local.

O encaminhamento de uma ligação telefônica entre assinantes de centrais locais isoladas pode ocorrer de duas formas básicas: a primeira supõe uma conexão direta entre as duas zonas das centrais, enquanto que a segunda admite a existência de uma ou mais centrais tandem como intermediárias. Vejamos inicialmente quais os limites estabelecidos para a primeira possibilidade (fig. 76).

Mais uma vez o equivalente de referência total (z_2) depende da categoria do centro interurbano conectado às centrais locais. As centrais interurbanas são classificadas em quatro tipos, a saber: classe I (centro nacional); classe II (centro regional); classe III (centro sub-regional) e classe IV (centro distrital).

Para a segunda alternativa, os equivalentes de referência assumiriam os valores apresentados pela figura 77. Para este exemplo, temos apenas uma central tandem como intermediária. Isto nos leva a um equivalente, entre os centros locais, de "t" dB. Quando mais centrais tandem

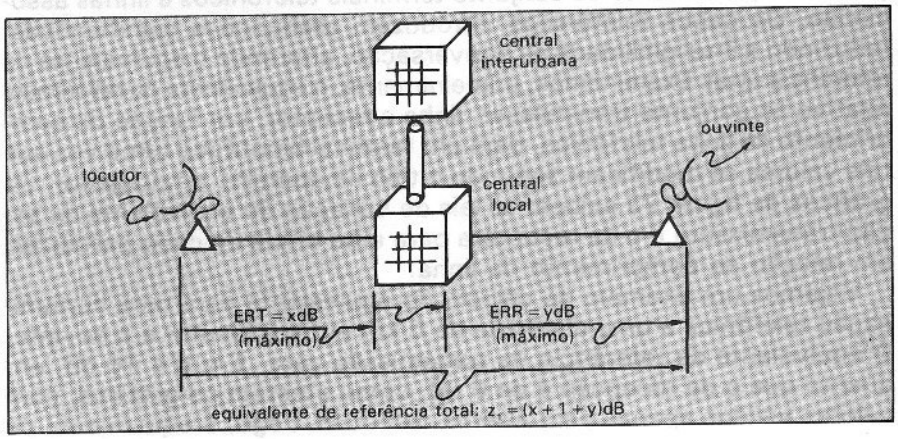
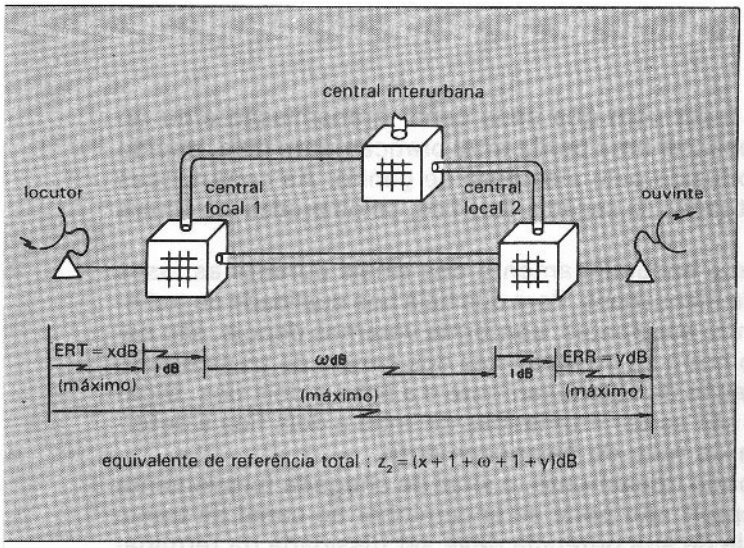
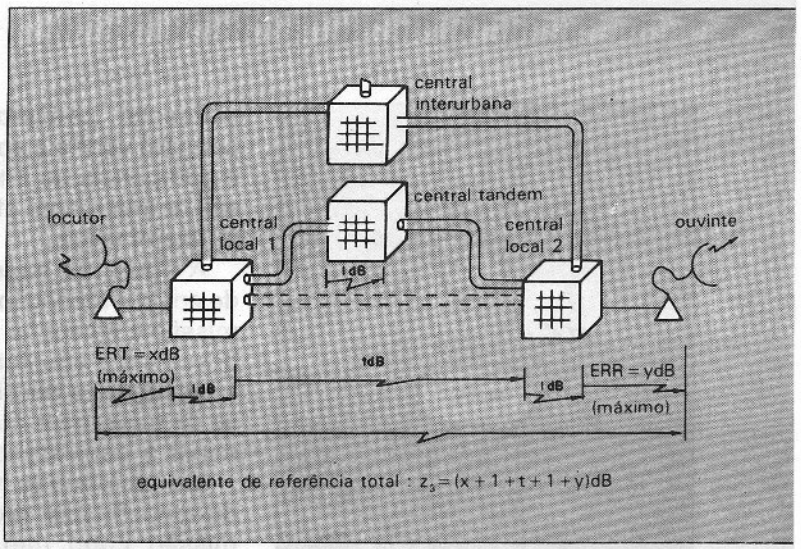


Fig. 75 — *O equivalente total para uma ligação entre aparelhos conectados à mesma central comutadora.*





são acopladas, acrescentamos 1 dB ao valor anterior para cada tandem adicional. Conforme já mencionamos, o equivalente de referência total variará em função da classe do centro interurbano associado (alteração do valor de z_3.)

Fig. 76 — *Interligando duas centrais locais pelo processo direto.*

Fig. 77 — *Interligando duas centrais locais através de uma central "tandem"*

O conversor 2/4 fios

Tomemos, por hipótese, um encaminhamento entre dois assinantes através de centrais distintas. O que poderia ocorrer, se houvesse uma separação física considerável entre as duas centrais? A atenuação intrínseca aos cabos poderia ocasionar perdas elevadas na conversação (fig. 78). Uma possível solução para esse inconveniente seria a introdução de amplificadores de sinal entre as centrais, que compensariam a atenuação inerente da comunicação ao longo dos cabos. Mas uma importante barreira deve ser vencida: os amplificadores são elementos unidirecionais, permitindo a passagem dos sinais em um único sentido.

Uma alternativa possível seria o isolamento entre os sinais emitido e recebido, uma vez que, até agora, um único par de fios era suficiente para a transmissão em ambos os sentidos — pois não dispúnhamos de dispositivos unidirecionais. Cada comunicação deve, com esse artifício, utilizar 2 pares de cabos (4 fios) de modo a possibilitar o acréscimo de amplificadores ao longo do trajeto (como representa a fig. 79).

Mas o que, no âmbito da central telefônica, permite o isolamento do canal de transmissão daquele de recepção? Observe a figura 80, onde apresentamos um sistema de chaveamento, no qual, enquanto o assinante A está enviando uma mensagem, a chave S1 está fechada e a S2 aberta, conectando o canal de transmissão à linha do aparelho (2 fios); o inverso ocorre na fase de recepção.

Evidentemente, tal solução é impraticável, dada a inviabilidade técnica do método. Essa dificuldade foi superada com o advento dos circuitos em ponte com terminações balanceadoras, usualmente conhecidos como **circuitos híbridos**. Adiante faremos um estudo mais detalhado desses dispositivos. Por ora, analisemos superficialmente o sistema que adapta uma configuração a quatro fios com a rede bifilar, representada na figura 81 — em outras palavras, uma conversão de 2 para 4 fios e posterior retransformação para um par de cabos. Com a inserção dos circuitos híbridos e de uma etapa intermediária de am-

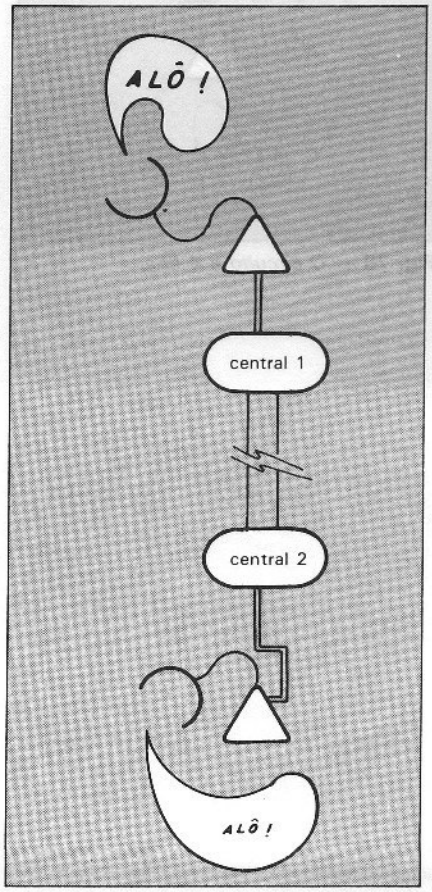


Fig. 78 — *A questão dos elevados níveis de perdas.*

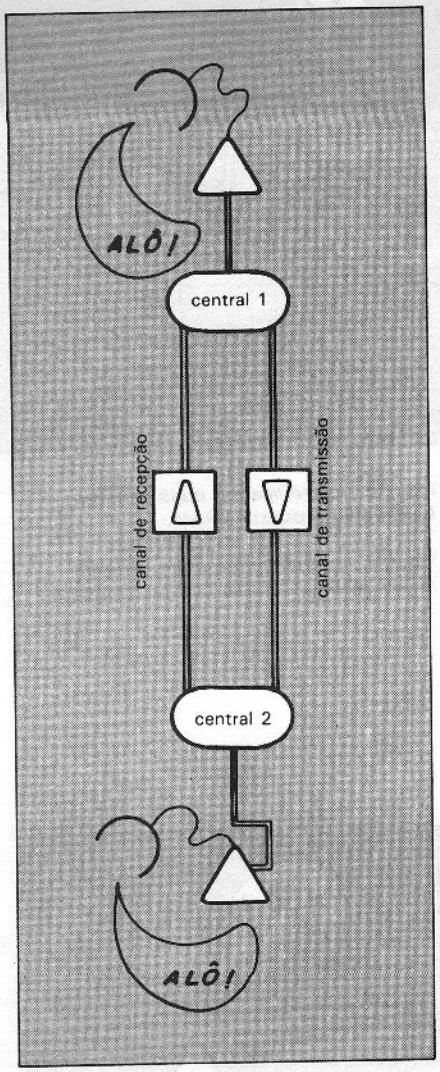


Fig. 79 — *O circuito a 4 fios.*

plificação, podemos fazer com que cada canal (transmissão e/ou recepção) venha a apresentar uma perda total praticamente nula, devido à compensação introduzida pelo elemento de ganho. As comutações são normalmente efetuadas na seção a dois fios, pelos processos usuais já examinados.

A figura 82 sugere o encaminhamento dos sinais durante as fases de envio e recepção de mensagens. Para que haja boa qualidade de transmissão e recepção entre assinantes, conforme veremos depois, são necessários o equilíbrio entre as impedâncias dos canais de transmissão e recepção, a terminação de balanceamento e a linha a dois fios. Diga-se de passagem que são as características da linha a dois fios a determinar a consistência da rede de balanceamento.

Em um circuito híbrido, idealmente, o sinal de chegada (proveniente do amplificador receptor) não pode se encaminhar ao canal de transmissão. Logo, metade de sua potência deve ser dissipada na terminação de balanceamento e, a outra metade, desviada rumo ao trecho a dois fios. Analogamente, para o sinal que chega ao lado bifilar, metade é perdida no canal de recepção e a outra metade passa ao canal de transmissão. O maior ou menor grau de "casamento" entre a impedância da linha a dois fios e a terminação é um dos fatores a impor a confirmação dessa condição teórica.

Em termos práticos, a terminação de balanceamento pode tomar a forma de um resistor de 600 ou 900 Ω (conforme o tipo de linha a dois fios), associado a um capacitor de 2 μF. A visão global de uma comunicação por meio de sistemas híbridos é mostrada pela figura 83. É bom ressaltar que são os troncos a longa distância que são projetados segundo a técnica a quatro fios, principalmente devido às necessidades de amplificação dos níveis de sinais. Um circuito híbrido, como será demonstrado, possui uma perda intrínseca, que oscila entre 3 a 3,5 dB e pode ser compensada na etapa amplificadora.

Em suma, comunicações telefônicas por sistemas a dois fios destinam-se normalmente aos circuitos urbanos, enquanto que os a quatro fios são úteis nos enlaces interurbanos e internacionais (graças à fácil compensação das perdas originadas pelas grandes distâncias), como será visto adiante.

Combinando redes a dois e a quatro fios

O diagrama da figura 84 representa uma conexão internacional hipotética, contendo seis centrais comutadoras a nível internacional (note o encaminhamento a quatro fios entre cada núcleo) e os circuitos nacionais, combinando enlaces a dois e a quatro fios. A figura 85, por sua vez, expõe alguns valores para os equivalentes de referência aceitáveis pela CCITT, a nível internacional. Observe que as normas dessa entidade admitem uma perda de 3 dB para a seção internacional; supondo um número máximo de seis órgãos comutadores neste trecho do encaminhamento, teremos uma perda aceitável de 0,5 dB por órgão. Obviamente, as interligações a quatro fios são sempre amplificadas, de modo a compensar as atenuações ao longo das linhas.

Note, pelo diagrama, que o equivalente de referência total para a conexão internacional não deve superar 36 dB (valor máximo recomendado pela CCITT para uma boa inteligibilidade). Você poderia perguntar porque não são projetadas redes as quatro fios partindo-se das centrais locais — o que possibilitaria o controle das perdas nas linhas. Os motivos são puramente econômicos, pois tecnicamente não haveria impedimentos para as comunicações a quatro fios, de terminal a terminal.

Transmissão de várias conversações pelo mesmo par de fios

Com a ampliação dos canais telefônicos e a conseqüente necessidade da instalação de mais cabos, para suprir a demanda, o processo até então utilizado para a interligação entre centrais (um par de fios para cada canal de comunicação) tornou-se mais difícil, técnica e economicamente. A busca pela implantação de soluções alternativas para o problema levou ao desenvolvimento de sistemas para permitir a combinação de várias conversações através de um único par de fios — os chamados **sistemas multiplex**, que também serão estudados detalhadamente mais adiante. Vejamos rapidamente o princípio de funcionamento de um multiplex FDM a título de apresentação de uma técnica que aproveita as linhas existentes, multiplicando a capacidade de canais de uma central. Ao examinar o espectro de freqüências de uma conversação telefônica, constatamos que os sinais transmitidos estão restritos à faixa compreendida entre 0 e 3 400 Hz. Vejamos o que aconteceria, caso duas conversações viessem a se estabelecer pelo mesmo canal de comunicação (supondo que seja possível sobrepor as ligações).

Observa-se, pela figura 86, que essa composição gera um fenômeno indesejável: os assinantes A' e B' captam a mesma mensagem, resultante de uma combinação dos sinais gerados pelos terminais A e B, o que torna necessária a identificação dos sinais emitidos pelos assinantes chamadores, para que ocorra um correto encaminhamento rumo aos aparelhos destinatários. A figura 87 esboça os objetivos a serem alcançados, na prática; vejamos o que é preciso fazer para viabilizá-los.

Para uma correta composição de sinais e o perfeito isolamento dos mesmos, deve-se de alguma forma identificar as várias mensagens e "montá-las", passando à fase de transmissão/recepção; deve-se, então, decodificá-las, tendo como base o reconhecimento da identificação de cada conjunto de mensagens. No caso de um multiplexador FDM (multiplexador no domínio de freqüências), essa "rotulação" é conseguida com o auxílio de um deslocamento da gama do sinal audível que contém a mensagem (de 0 a 3 400 Hz) para faixas mais elevadas de freqüências — numa operação chamada **modulação**.

Uma vez transmitidas, as mensagens transladadas sofrem a ação de uma demodulação, de acordo com a região de freqüências para onde o sinal original foi transportado; essa demodulação corresponde à recuperação da comunicação gerada (figs. 88 e 89). A figura 90, por sua vez, ilustra a seqüência de operações de um equipamento multiplexador e o demultiplexador associados, para a família FDM. Observe a vinculação existente entre as freqüências moduladoras e as demoduladoras, o que assegura a correta recuperação dos sinais gerados.

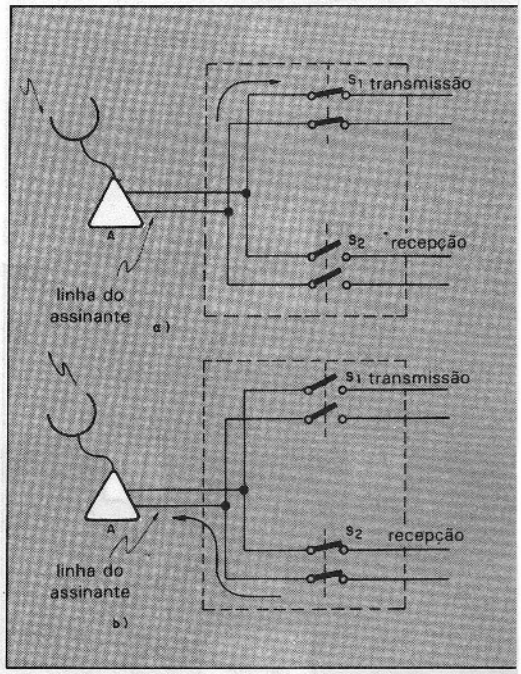


Fig. 80 — *Acoplamento a 2/4 fios por meio de comutações alternadas.*

Redução de perdas na linha e a técnica da pupinização

Uma série de alternativas foram tentadas para minimizar as atenuações introduzidas pelas linhas telefônicas, causadas pelas longas extensões de cabos usadas para o estabelecimento de conexões distantes.

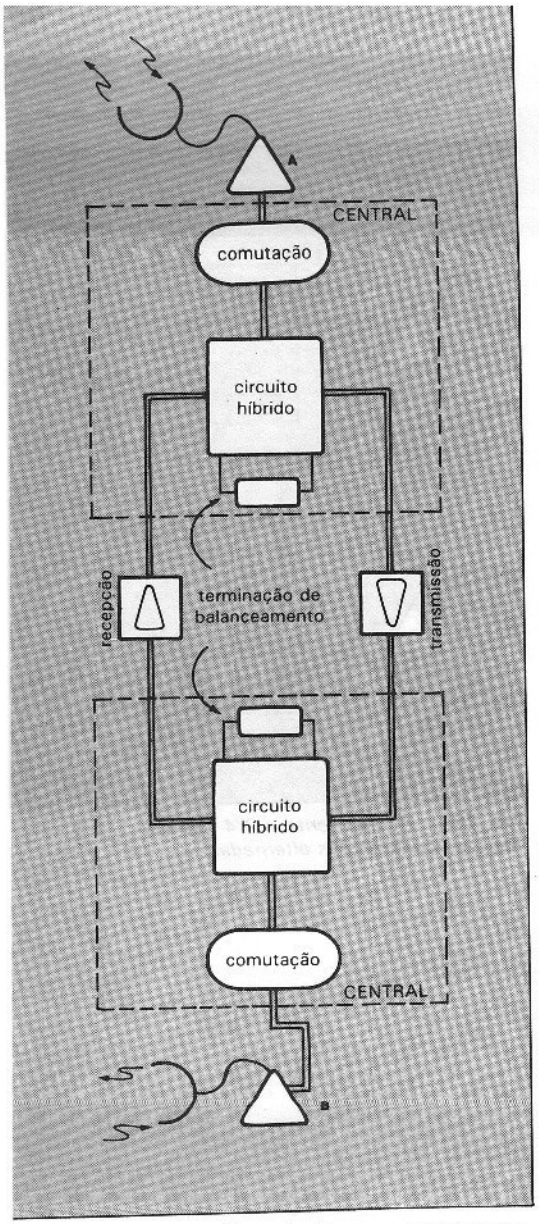


Fig. 81 — *Exemplo de comunicação pela conversão 2/4 e 4/2 fios.*

Fig. 82 — *Princípio de operação do circuito híbrido.*

A técnica da pupinização, que veremos logo mais, está incluída entre esses processos, que têm em comum restringir os valores dos equivalentes de referência dentro de faixas aceitáveis (ressaltando que o processo só tem validade para condutores que não transportem mais de uma conversação por par de fios).

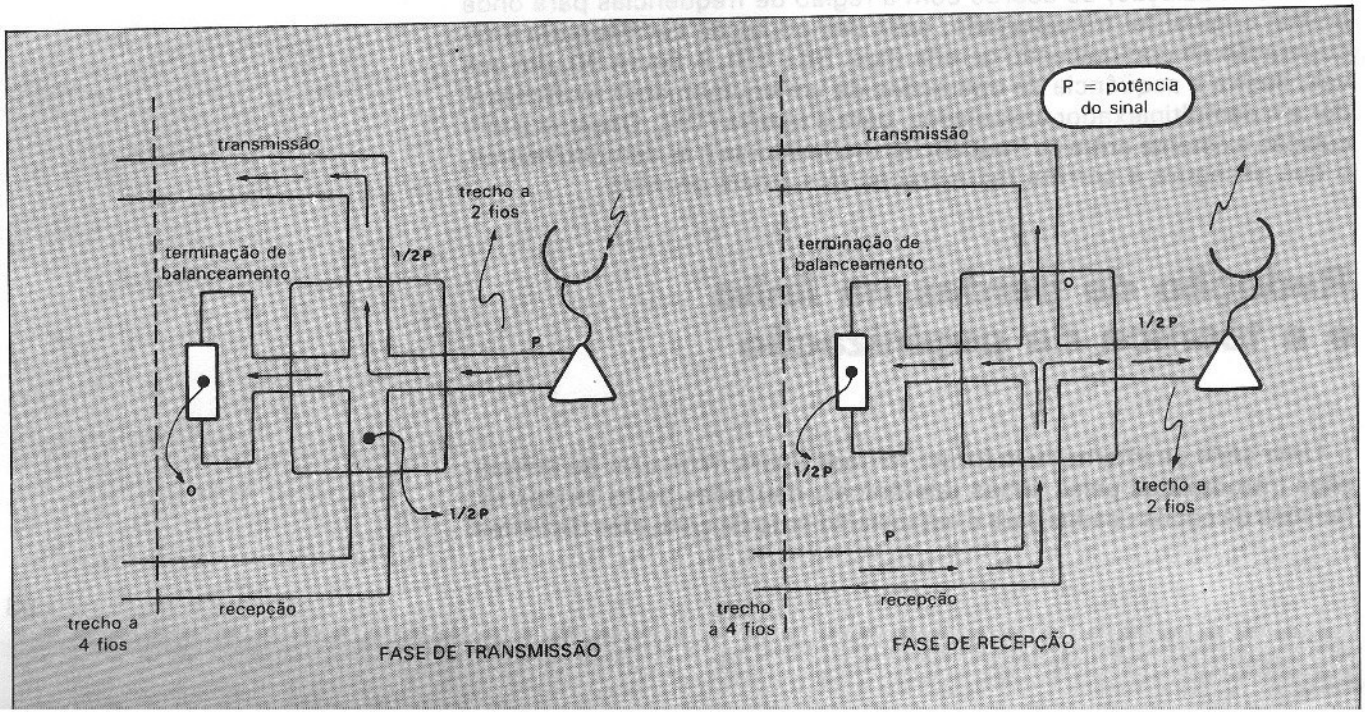
Sabemos, pelos capítulos anteriores, que antecedendo e precedendo uma comunicação telefônica, temos fases em que ocorrem várias sinalizações: o ato de levantar o monofone do gancho reduz a impedância do aparelho, circulando então uma maior corrente contínua pelo enlace; a discagem do código do terminal chamado interrompe, por alguns instantes, a corrente na linha; a reposição do monofone ao final da ligação reduz a corrente contínua ao valor original de repouso — como representa a figura 91. Como tais sinalizações ocorrem a nível contínuo, os valores de corrente dependerão única e exclusivamente da resistência apresentada pelo enlace, uma vez que indutâncias e capacitâncias distribuídas influenciam tão-somente os sinais alternados.

Os extensores de enlace são dispositivos que aplicam uma tensão de reforço à linha telefônica, possibilitando o aumento da distância entre o aparelho telefônico e a central, normalmente limitada pelo valor máximo de resistência introduzido pela linha — valor que ainda pode atender às exigências de corrente na central para uma correta sinalização. O enlace máximo obtido com a introdução de um extensor, para uma corrente de 20 mA na cápsula microfônica do aparelho (I_2), é de no mínimo 3,5 kΩ, incluindo-se aí a resistência dos cabos e do aparelho telefônico, além da impedância apresentada pelos indutores de alimentação (cerca de 250 Ω cada), conectados junto à central. Por outro lado, um circuito sem extensor terá como resistência máxima de linha (supondo que a impedância do aparelho com o monofone suspendido seja de 600 Ω e a corrente, de 20 mA):

$$48 = (R + 0{,}25 + 0{,}25 + 0{,}60) \times 20 \rightarrow R = 1300\ \Omega$$

Em resumo, um extensor de enlace permite que o limite da distância de sinalização seja superior ao valor normal. Sua introdução é imposta por uma combinação de fatores econômicos e técnicos, pois, para um mesmo comprimento de enlace, a aplicação de um extensor permite a redução da bitola do fio.

Com relação à corrente de sinalização, vimos que o único fator que impede o prolongamento excessivo das linhas telefônicas é a resistên-



cia apresentada pelos cabos. Entretanto, durante a fase de conversação, quando os sinais que transitam pela linha possuem características claramente alternadas, não apenas a resistência, mas também as indutâncias e capacitâncias distribuídas ao longo dos cabos atuam no sentido de distorcer e atenuar as informações. Uma dos artifícios que contribuem para corrigir esses efeitos está fundamentado na técnica da **pupinização**.

Apesar de que, intuitivamente, o acréscimo de indutância ao longo da linha pareça atuar negativamente sobre a qualidade dos sinais transmitidos, isso não acontece, seja na teoria ou na prática, como veremos. O intercalamento periódico de bobinas em série com a linha telefônica, processo denominado "pupinização" — em homenagem a Michael Pupin, que se dedicou ao estudo dos fenômenos que alteram o comportamento das linhas telefônicas —, vem auxiliar significativamente a redução das atenuações.

A figura 92 exemplifica o processo de pupinização de um par de fios telefônicos. Na ilustração identificamos A, B e C representando três pares indutivos e como o espaçamento entre bobinas, também conhecido por **passo de pupinização** — que, na prática, assume os valores de 915, 1 370 e 1 830 m.

A introdução de indutâncias na linha altera não apenas os valores de atenuação, mas também suas características de impedância e propicia o surgimento de uma freqüência de corte — freqüência a partir da qual o sinal transmitido será acentuadamente bloqueado, considerando-se que uma linha de transmissão com carregamento indutivo (pupinizada) possui comportamento semelhante ao de um filtro passa-baixas. Paralelamente, é possível demonstrar que as distorções dos sinais em freqüência (fenômeno também normal em linhas de transmissão) são parcialmente corrigidas com a introdução da pupinização. No aspecto teórico, a atenuação de uma linha é descrita, aproximadamente, pela fórmula abaixo (para freqüências bem inferiores ao valor do corte):

$$\text{atenuação} \simeq \frac{R}{17{,}372}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

onde a atenuação resultante é expressa em decibéis por km (dB/km); a resistência (R), em ohms/km; a capacitância da linha (C), em farads/km e a indutância (L), em henrys/km.

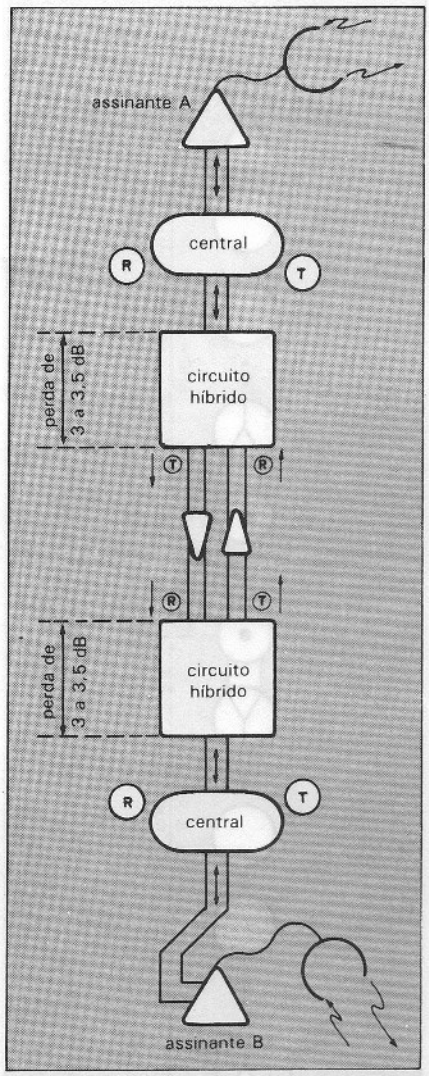
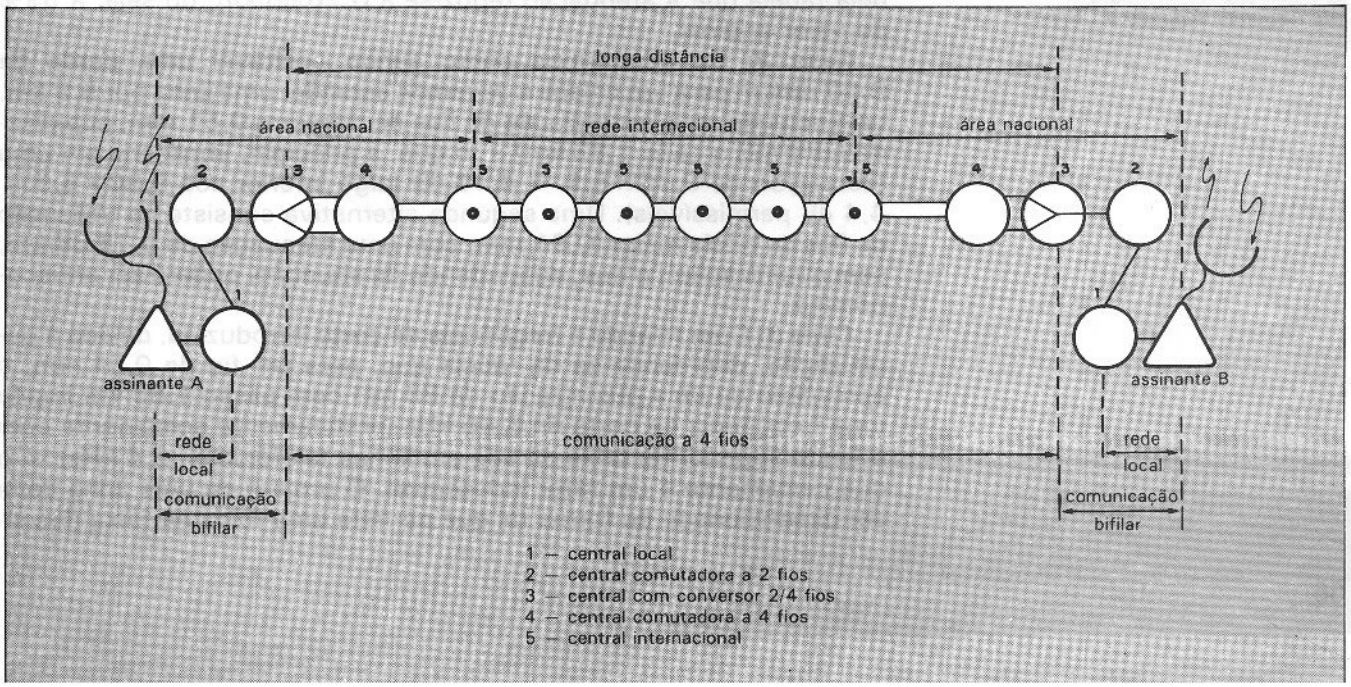


Fig. 83 — *Configuração completa do sistema 2-4-2 fios.*

Fig. 84 — *Exemplo de encaminhamento internacional.*



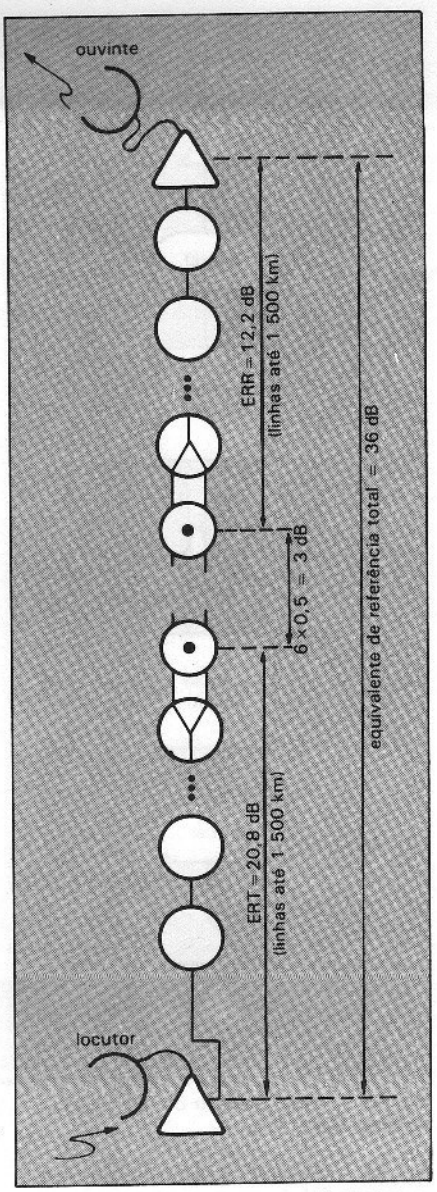


Fig. 85 — *Distribuição dos equivalentes de referência de uma ligação internacional, segundo a CCITT.*

Verificamos pela expressão que, quanto maior o valor da indutância distribuída ao longo da linha, maior será o decréscimo do valor da atenuação imposta pelo cabo em questão. Por que, então, não aumentar indiscriminadamente a indutância distribuída, pela introdução de bobinas com elevado *L* a espaçamentos periódicos, reduzindo a atenuação a uma parcela ínfima? Ora, como todos os fenômenos físicos, nada pode ser levado a um extremo, sem que algum outro seja também afetado; e a teoria das linhas de transmissão não é exceção. De fato, o aumento da indutância causa a elevação da impedância da linha, acarretando problemas de "casamento" com os demais dispositivos a ela conectados. É necessário, portanto, obedecer a um compromisso entre a redução da atenuação e o aumento da impedância dos cabos.

Vejamos um exemplo que facilitará nossa percepção da ordem de grandeza dos parâmetros distribuídos (R, C, L e atenuação). Tomemos uma linha cuja capacitância distribuída seja de 30 nF/km e que apresente uma indutância de 20 mH/km. Para uma resistência ôhmica de 900 Ω/km, vamos calcular a atenuação introduzida pelo cabo a cada quilômetro percorrido pelo sinal, supondo que estamos operando a uma freqüência, digamos, dez vezes inferior à de corte. Tal situação não envolve maiores problemas; sua resolução torna-se imediata ao substituirmos os valores dos parâmetros na fórmula anterior:

$$\text{atenuação} \simeq \frac{R}{17{,}372}\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{900}{17{,}372}\sqrt{\frac{30\times10^{-9}}{20\times10^{-3}}} = 0{,}063 \text{ dB/km}$$

Mencionamos que a impedância da linha é afetada com o aumento do carregamento indutivo. No entanto, não apenas ela, mas também a freqüência de corte (f_c) é reduzida com valores de pupinização mais elevados. Isto significa que a faixa de freqüências dos sinais que transitam pela linha é comprimida com o maior carregamento — ou seja, a freqüência de corte também deve ser tomada em consideração no dimensionamento da linha pupinizada. Vamos descrever agora uma série de casos, a fim de expor as vantagens da utilização de pares de fios indutivamente carregados. A Tabela 6 será utilizada como referência para a análise prática da pupinização.

Caso 1: Tomemos um par de fios telefônicos com o diâmetro de 0,51 mm. Sem a aplicação da pupinização, o mesmo apresentará uma atenuação de 1,44 db/km para a freqüência de 1 kHz. Ao carregarmos a linha com indutores de 88 mH, espaçados de 1,83 km, verificamos pela tabela que a atenuação reduz-se a 0,76 dB/km, ou seja, a 53% do valor original.

Caso 2: Se admitirmos como sendo aceitável uma perda de 0,80 dB/km para um enlace e devemos estender uma linha por 5,5 km, uma solução seria a instalação de fios de diâmetro 0,51 mm, pupinizados (88 mH a cada 1,83 km) — o que, a princípio, implicaria em uma atenuação de $0{,}76 \times 5{,}5 = 4{,}18$ dB (algo inferior aos $0{,}80 \times 5{,}5 = 4{,}4$ dB permissíveis). Uma segunda alternativa consiste na utilização de fios de bitola maior (0,91 mm, com uma atenuação de 0,78 dB/km, sem pupinização), o que, dependendo da situação, poderá ser antieconômico.

Caso 3: Com relação à freqüência de corte introduzida, devido à pupinização, depreende-se da tabela que, para um fio de 0,51 mm, o acréscimo de uma pupinização de 88 mH com passo 1,83 km impõe uma freqüência de corte de 3,45 kHz (praticamente coincidente com o limite superior da faixa de voz em linhas telefônicas, 3,4 kHz) — o que certamente é um fator indesejável. O projeto de uma linha deve ser dimensionado de forma tal que permita uma folga na faixa dos si-

Dados de cabos telefônicos (a 20° C) TABELA 5				
diâmetro do fio (mm)	tipo de pupinização	resistência do par de fios (em CC)	atenuação (em dB/km) do par de fios, a 1 kHz	freqüência de corte — f_o (kHz)
0,51	sem pupinização	170	1,44	
0,51	bobinas de 44 mH com passo de pupinização 1,83 km	173	0,98	4,85
0,51	bobinas de 88 mH com passo de pupinização 0,915 km	180	0,58	4,91
0,51	bobinas de 88 mH com passo de pupinização 1,83 km	175	0,76	3,45
0,64	bobinas de 88 mH com passo de pupinização 1,83 km	111	0,49	3,50
0,91	sem pupinização — bobinas de 88 mH	53	0,78	
0,91	passo de pupinização 1,83 km	58	0,26	3,50

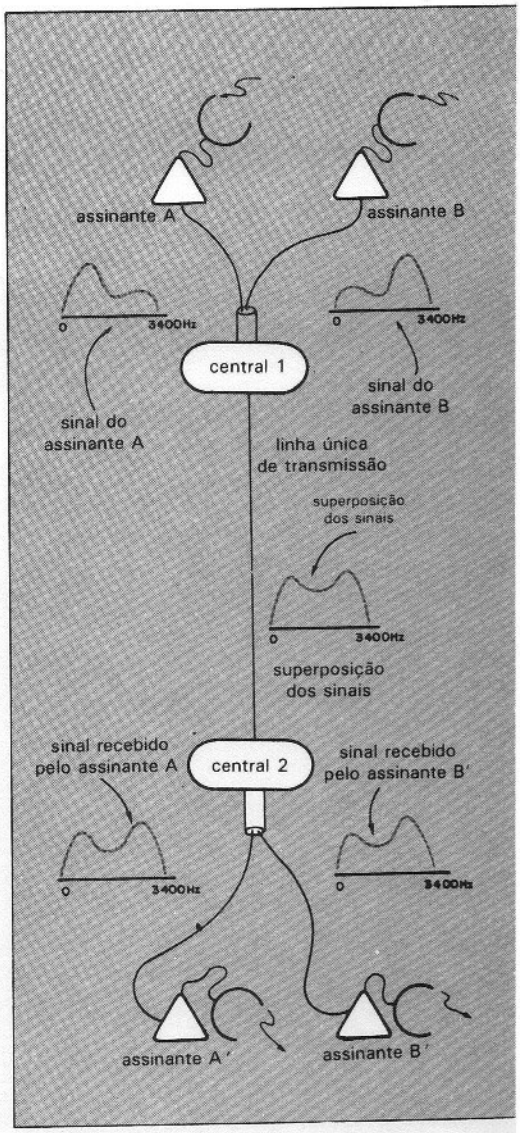


Fig. 86 — *Superpondo sinais com características semelhantes.*

nais de voz. Assim, embora um carregamento de 88 mH a cada 915 metros duplique a quantidade de bobinas, a freqüência de corte passa a 4,91 kHz, valor mais afastado da freqüência superior da banda de voz (e, além disso, a atenuação decresce ainda mais). Não devemos desprezar, todavia, o efeito da maior impedância da linha, para valores maiores de indutâncias distribuídas.

Faltou falar, apenas, dos amplificadores de linha. Eles permitem amplificar bidirecionalmente sinais que estejam sofrendo perdas acima dos valores recomendados. Sua utilização é viável tanto em linhas pupinizadas como normais, reforçando os sinais de voz sem influir nas etapas de sinalização (ou seja, é "transparente" à sinalização contínua da linha telefônica).

Princípios e usos dos dispositivos híbridos

Sempre que houver a necessidade de isolar, num determinado trecho de uma rota telefônica, os sinais transmitidos dos recebidos, deveremos obrigatoriamente empregar os já mencionados dispositivos híbri-

dos. A separação das vias de transmissão e recepção é geralmente efetuada nos casos em que os sinais sofrem amplificação, realizada por circuitos eletrônicos com características unidirecionais. Como exemplo, citamos o caso dos repetidores de linhas telefônicas, elementos reforçadores de sinal que são acoplados à linha de 2 fios através de um par de dispositivos híbridos (conforme representado na fig. 93).

Observe a nomenclatura empregada na identificação dos pontos de acesso à híbrida: T_x simboliza a via de transmissão (ou seja, um sinal que atinge a híbrida a partir do lado a 2 fios será encaminhado ao canal de transmissão). Inversamente, sinais entrantes pela via de recepção (R_x) serão dirigidos ao lado a 2 fios, assumindo o papel de saída do bloco híbrido. Note também que o repetidor de linha esquematizado é constituído por um par de híbridas, onde a saída T_x de uma delas é conectada (tendo por intermediário um elemento amplificador) à entrada R_x da outra e vice-versa.

Características essenciais de um dispositivo híbrido

Analisemos os encaminhamentos dos sinais ilustrados na figura 94, sob o ponto de vista das possíveis perturbações. Um sinal injetado na híbrida pelo lado a 2 fios deve ser repartido igualmente (em termos de potência) entre o canal T_x e a via de recepção. Um sinal entrante pela linha de recepção (R_x) é dividido entre o lado a 2 fios e a terminação. Se na teoria essas afirmações são obedecidas estritamente, a prática nos conduz a algumas imperfeições do modelo. Assim, por exemplo, uma parcela do sinal existente na entrada receptora pode ser observada em T_x (como sugere a linha potilhada, na fig. 94). Como os canais de transmissão e recepção devem ser isolados ao máximo, deve-se reduzir as fugas ao mínimo, desacoplando assim a via transmissora da receptora. Chama-se de "perda trans-híbrida" o valor de atenuação obtido entre o canal de transmissão e o de recepção e, sempre que possível, convém manter o valor real próximo do ideal (perda trans-híbrida infinita), que caracteriza um isolamento perfeito.

Conforme já dissemos, a rede de balanceamento é dimensionada de forma que venha a ter uma impedância mais próxima possível da apresentada pela linha a 2 fios, na faixa de passagem dos sinais de voz (de 0 a 3 400 Hz). Mais uma vez, isto nem sempre ocorre na prática, havendo sempre pequenos descasamentos que influenciam a conexão híbrida, mais exatamente na reflexão dos sinais na linha a 2 fios. Desse modo, um dispositivo híbrido refletirá mais ou menos potência, em função do "quanto" a rede de balanceamento estiver afastada da impedância do lado bifilar (fig. 95). O fator que relaciona a potência do sinal incidente e a potência refletida é denominado **perda de retorno**. Naturalmente, a condição ideal seria a ausência total de sinal refletido, o que dificilmente ocorre na prática.

Um efeito conjunto, originado por elementos de baixa perda trans-híbrida, além de uma perda de retorno elevada, ocorrendo com certa freqüência enlaces que utilizam dispositivos híbridos, é o **eco**. A figura 96 drescreve o encaminhamento dos sinais indesejáveis, causados por essas duas características, através de um exemplo de aplicação de conexões híbridas (no caso, o repetidor de linha). Como há um considerável desvio de potência do lado da recepção para o da transmissão

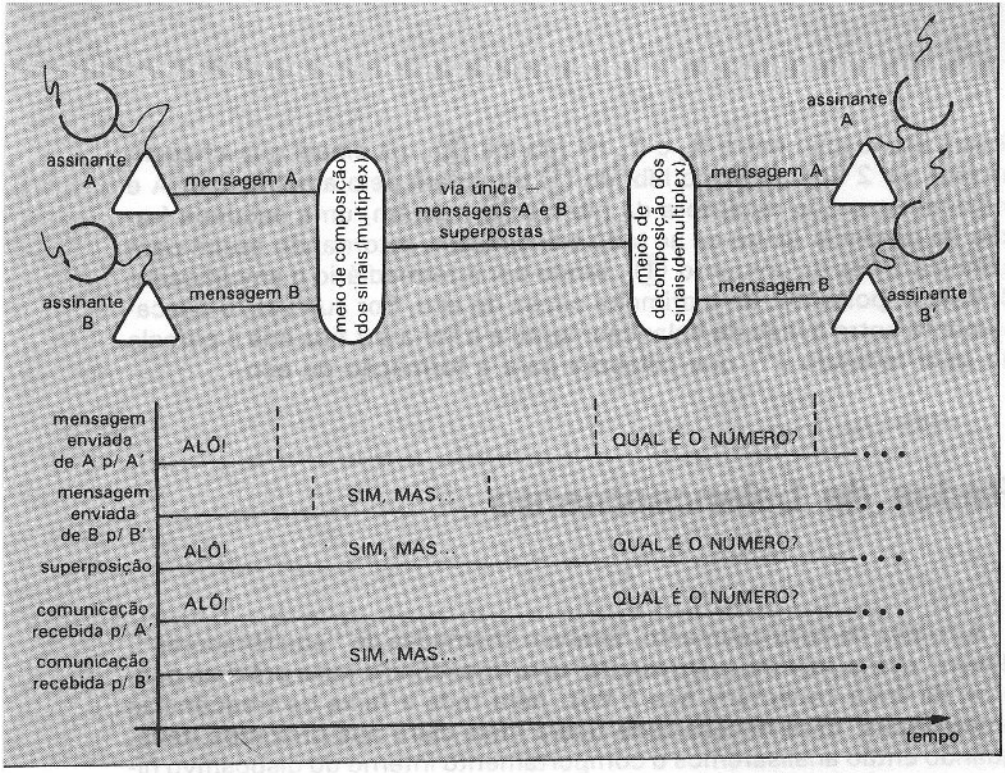


Fig. 87 — *Transmissão de 2 conversações por uma via de comunicação, com a correta decomposição de mensagens.*

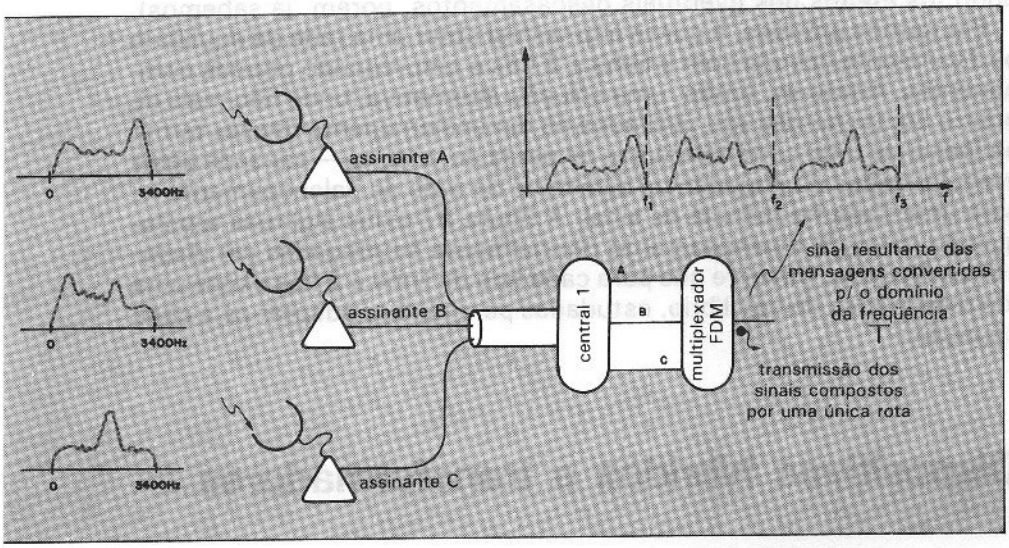


Fig. 88 — *Princípio de funcionamento de um multiplex FDM.*

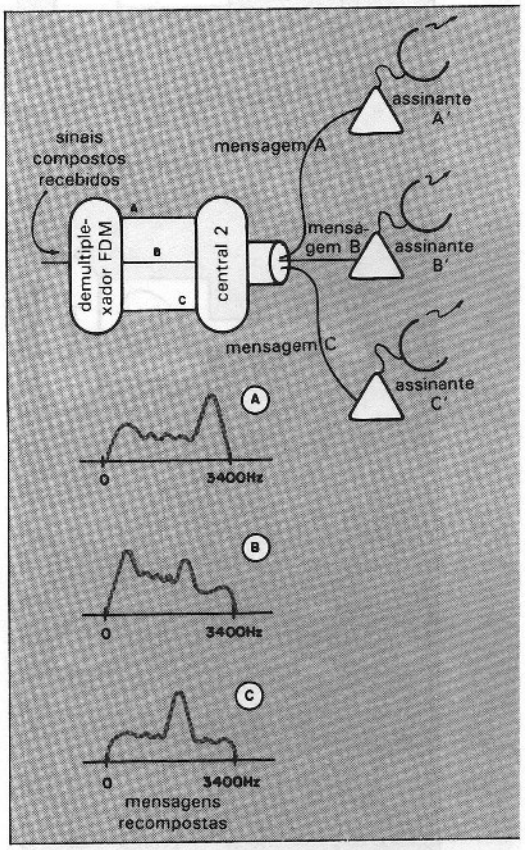


Fig. 89 — *Recuperando informações através de um demultiplexador FDM.*

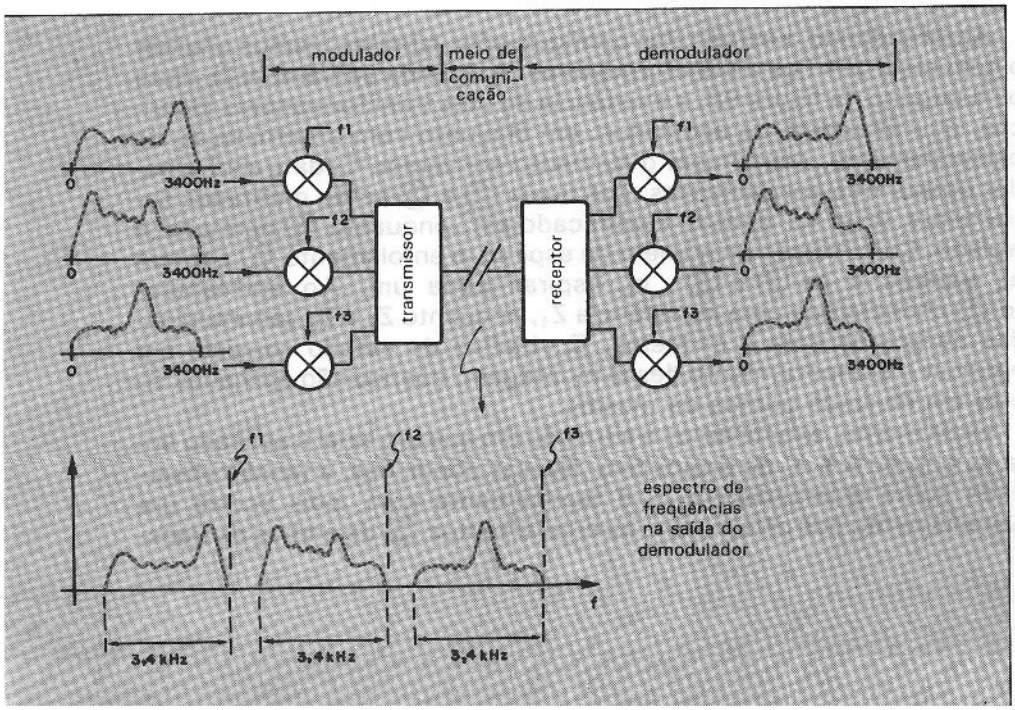


Fig. 90 — *Diagrama completo de um equipamento MUX/DEMUX FDM.*

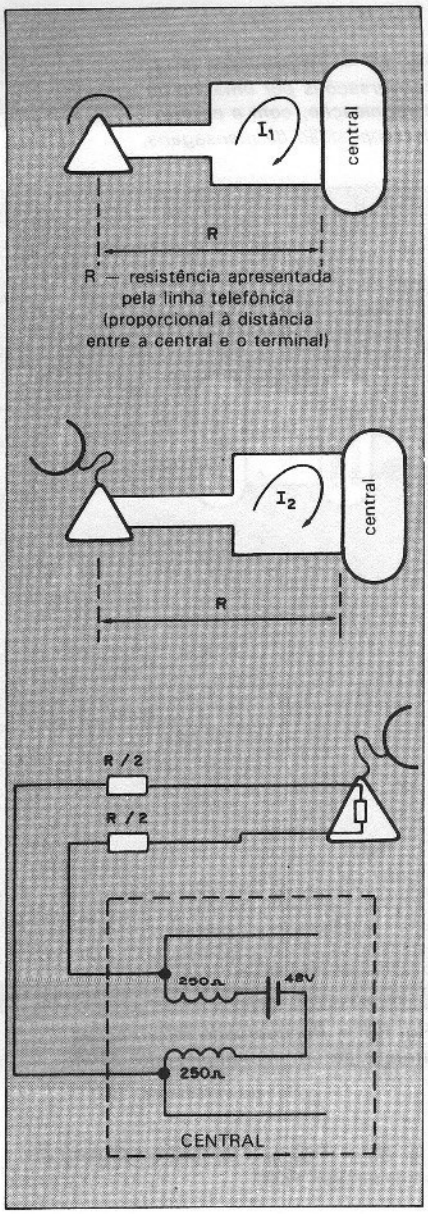


Fig. 91 — *A fase de sinalização de uma conexão telefônica é função da resistência do enlace.*

(baixa atenuação entre R_x e T_x na híbrida ② , os sinais que chegam ao lado de 2 fios do bloco híbrido ① transitam pelo amplificador A e incidem na seção receptora da híbrida ② ; porém, uma pequena fração da potência dirige-se ao lado transmissor, retornando assim para a linha a 2 fios do conjunto ① , tendo por intermediário o amplificador B. Esta é, portanto, uma primeira causa do eco. Por sua vez, o descasamento entre a rede de balanceamento e a linha a 2 fios cria a parcela de sinal refletido α'', que colabora para a formação do eco.

Redes de balanceamento

As redes de balanceamento, também chamadas de "equilibradoras", devem, como sabemos, apresentar uma impedância mais próxima possível da linha conectada aos 2 fios, para toda a faixa de freqüências empregadas. Essa necessidade ficará mais clara nos próximos itens, quando então analisaremos o comportamento interno do dispositivo híbrido (os efeitos dos eventuais descasamentos, porém, já sabemos).

Em termos práticos, é quase impossível obter uma rede de equilíbrio perfeitamente casada com a linha a 2 fios e empregando poucos componentes. Adota-se, então, uma solução alternativa, onde não mais de quatro componentes são utilizados no dimensionamento dessas terminações com uma certa tolerância de perda de retorno — causada pelas irregularidades da impedância da linha e da rede de balanceamento — para uma dada freqüência de sinal. A figura 97 exibe algumas topologias de redes de balanceamento normalmente empregadas em dispositivos híbridos. Observe que para cada tipo de linha a 2 fios existe uma (ou mais) redes de equilíbrio, estudadas para melhor adaptar-se a cada situação.

Dispositivos híbridos a transformadores

Aprofundando o estudo das configurações híbridas, vamos analisar o conversor 2/4 fios a transformadores (ou híbrida de Campbell). Note pelo circuito da figura 98, a existência de dois transformadores idênticos, que devidamente acoplados, em conjunto com a terminação de balanceamento, constituem o elemento conversor. Cada transformador possui três enrolamentos, dos quais ② e ③ estão montados serialmente (siga os pontos identificadores), enquanto ① permanece isolado. Com relação ao número de espiras, o enrolamento ① contém n_A espiras e os ② e ③ , n_B espiras cada um. Ao enrolamento ① conectamos uma impedância Z_1, enquanto Z_2 e Z_3 são interligadas de acordo com o esquema. O objetivo do estudo consiste em verificar o comportamento dessa montagem, quando são aplicados sinais em diversos pontos da mesma.

Inicialmente, examinemos a situação em que um sinal é aplicado entre os pontos A e A' do dispositivo. Nessas condições, a tensão observada sobre a impedância Z_3 é teoricamente nula, pois ocorre um cancelamento dos níveis sobre os enrolamentos ③ de ambos os trans-

formadores, devido às características da ligação (fig. 99). Como conseqüência, se nenhum sinal é aplicado em Z_3, a potência dissipada nessa impedância também é nula; donde se conclui que a totalidade da energia fornecida é igualmente dividida entre Z_1 (trafo 1) e Z_1 (trafo 2). Analisando pelas impedâncias refletidas, o valor observado a partir do ponto X é dado pela seguinte expressão:

$$Z_x = \frac{(n_B)^2 \cdot Z_1}{(n_A)^2} + \frac{(n_B)^2 \cdot Z_1}{(n_A)^2} = \frac{2\,(n_B)^2 \cdot Z_1}{(n_A)^2}$$

Logo, para um perfeito casamento entre impedâncias, deve valer a relação $Z_2 = Z_x$, de onde extraímos:

$$n_A = \sqrt{2} \cdot n_B$$

para $Z_1 = Z_2$. Tal fórmula relaciona o número de espiras necessário para uma perfeita adaptação do dispositivo híbrido com as impedâncias associadas (fig. 100).

Nosso estudo parte, neste momento, para a introdução do gerador de sinais entre os pontos B e B' do conjunto híbrido (conforme a fig. 101). Perceba que agora a tensão observada em Z_1 (correspondente ao trafo 1) se anula, uma vez que os enrolamentos ② e ③ desse transformador recebem parcelas de tensão idênticas, originadas pelo elemento inferior (trafo 2). Por outro lado, sobre Z_2 e Z_3 incide a mesma quantidade de potência, considerando-se que em cada uma destas impedâncias circularão correntes de mesma intensidade — pois os enrolamentos ② e ③ , sejam do trafo 1 ou 2, possuem o mesmo número de espiras. Vamos calcular, mais uma vez, a impedância observada a partir do ponto Y (de acordo com a fig. 102).

Como na impedância Z_1, ligada ao enrolamento ① do trafo 1, não há dissipação de potência, esta não contribuirá para a reflexão de impedâncias. Se assumirmos que, por uma razão de equilíbrio, $Z_2 = Z_3$ e tendo-se em conta que por elas há circulação de corrente, o transporte dessas impedâncias para o ponto Y ocorrerá segundo uma combinação paralela de Z_2, refletida ao ponto Y (ou seja, $(n_A/n_B)^2 \cdot Z_2$) com $Z_3 = Z_2$ — após ser levada ao mesmo local por um processo idêntico. Na figura 102 fizemos o cálculo da impedância paralela resultante, além de determinar a relação entre as espiras, para que possamos obter um casamento perfeito entre Z_1 e Z_Y ($Z_1 = Z_Y$). Note que a relação $n_A = \sqrt{2} \cdot n_B$ é mantida, como na situação inicialmente analisada.

Concluindo, podemos afirmar que, no caso ideal de um dispositivo híbrido a transformadores, as potências entregues a cada um dos acessos se distribuem dentro de quatro casos possíveis, cujos comportamentos estão representados na figura 103. Comprovamos, então, uma limitação dos dispositivos híbridos a transformadores: o desperdício de metade da potência do sinal entrante, devido à repartição dos sinais. Se considerarmos o valor dessa perda em decibéis, teremos:

$$\text{atenuação intrínseca à híbrida} = 10 \log \frac{\text{pot. do sinal entrante}}{\text{pot. do sinal de saída}} = 10 \log \frac{P}{0{,}5P} = 3\text{dB}$$

No caso de transformadores práticos, devido às imperfeições de construção e outros fatores, acrescentamos algo em torno de 0,5 dB à perda acima.

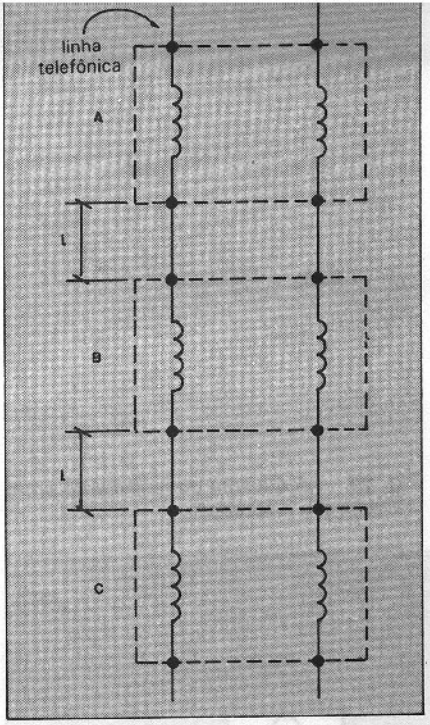
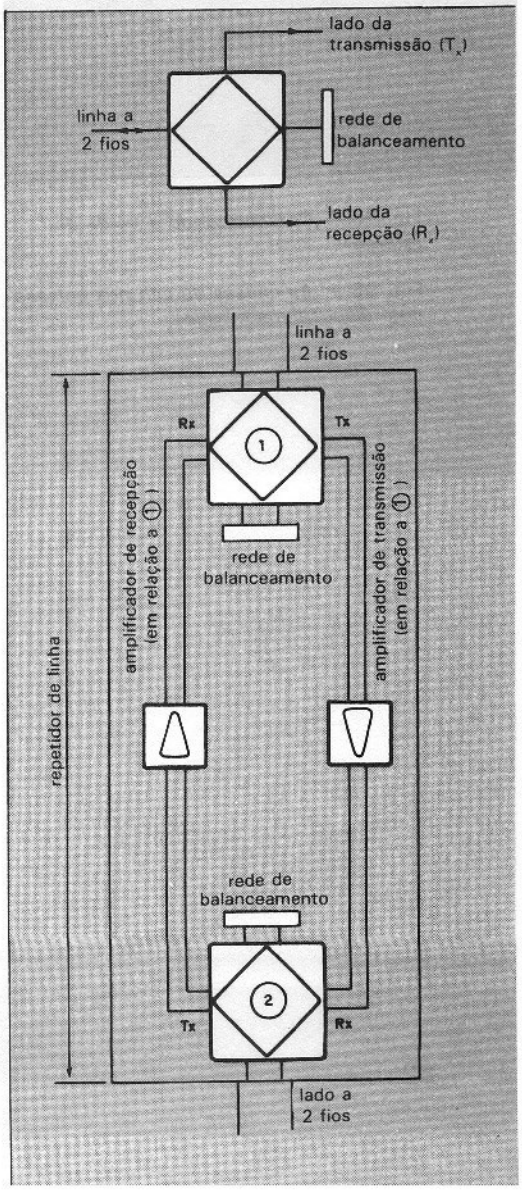


Fig. 92 — *"Pupinizando" uma linha telefônica.*

Fig. 93 — *Representação simbólica do dispositivo híbrido e sua aplicação num repetidor de linha.*



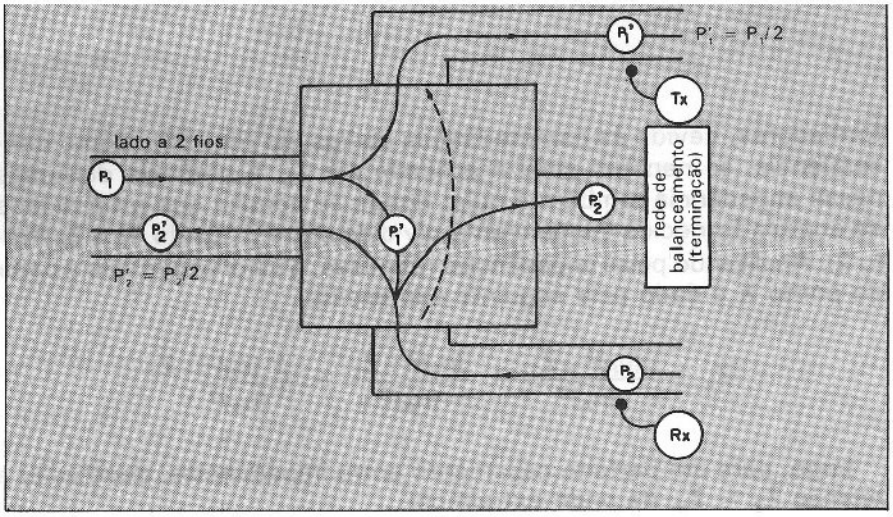


Fig. 94 — *A questão do isolamento entre transmissão e recepção.*

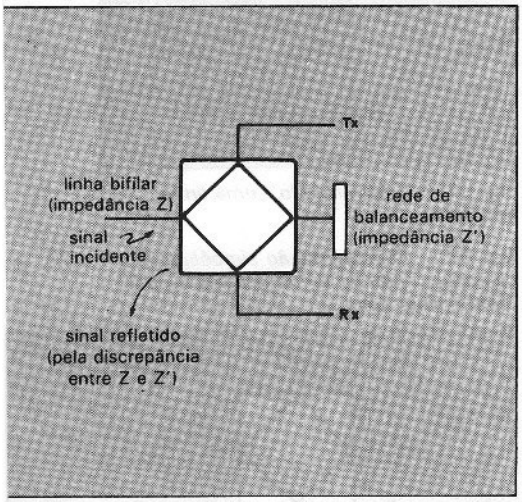


Fig. 95 — *Caracterizando a perda de retorno.*

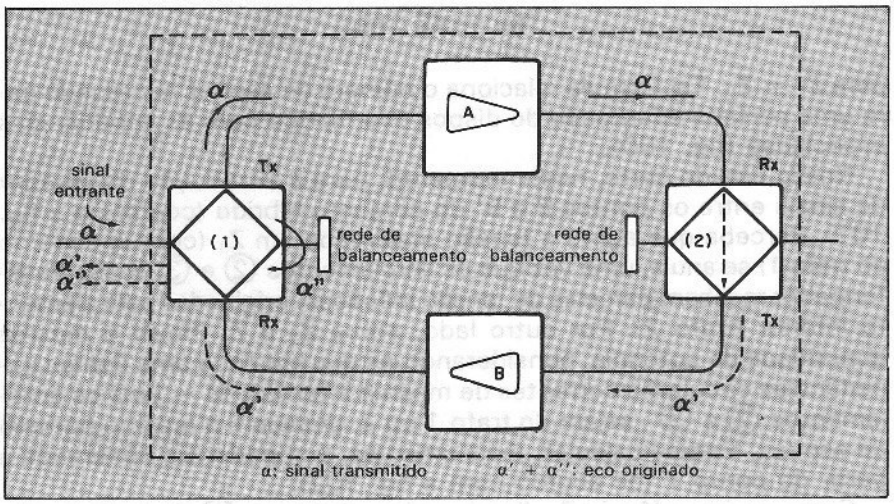


Fig. 96 — *As causas do eco nos enlaces com dispositivos híbridos.*

A híbrida resistiva

As conexões híbridas resistivas atuam de modo semelhante às anteriores, sob o aspecto de encaminhamento dos sinais. Possuem a vantagem de independer da freqüência, dada a inexistência de componentes reativos em sua estrutura. O diagrama de um dispositivo híbrido a resistores está representado na figura 104. Note que sua topologia se assemelha à de uma ponte de Wheatstone, sendo seu comportamento baseado no equilíbrio da mesma. Para nossas demonstrações, vamos assumir que todas as impedâncias vistas pelos acessos da híbrida sejam idênticas ($Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z$). Com relação ao par resistivo R_1, R_2, em se tratando de equilíbrio, bastaria que a relação $Z = \sqrt{R_1 . R_2}$ fosse satisfeita. No entanto, vamos particularizar nosso estudo para o caso em que $R_1 = R_2 = Z$.

Analogamente ao processo exposto na análise da híbrida a transformadores, vamos injetar um sinal à entrada do bloco (em série com a impedância observada pelo lado a 2 fios) e verificar o efeito obtido nas três saídas (AB, BD e CD). Vejamos o que ocorre em termos de distribuição de potências valendo-nos da figura 105. A introdução da fonte geradora impõe uma corrente i (variável), que é repartida entre R_1, em série com a impedância do canal de recepção (Z_4), e R_2, posicionada junto à impedância correspondente à via de transmissão (Z_3). Como, por hipótese, esses resistores são idênticos, bem como as impedâncias de ambos os canais, o potencial no ponto B coincidirá com o de

D, levando-nos à ausência de sinal em Z_2 (que corresponde à rede de balanceamento). Por sua vez, as impedâncias Z_3 e Z_4 (respectivamente conectadas aos pontos AB e CD) recebem parcelas iguais de corrente; a quantia destinada a Z_3 é aproveitada pela rota de transmissão, enquanto que a fornecida ao lado receptor (Z_4) é dissipada, sem ser utilizada.

Note que, em termos reais, apenas um quarto da potência (P/4) fornecida pelo gerador de sinais será transmitida, pois metade dela é consumida pelos resistores R_1 e R_2, e uma quarta parte é perdida na via de recepção — restando, portanto, 25% da potência total para o canal transmissor. Expressando a perda em decibéis, teríamos:

$$\text{perda na híbrida resistiva} = 10 \log \frac{\text{pot. fornecida}}{\text{pot. aproveitada}} = 10 \log \frac{P}{0{,}25P} = 6 \text{ dB}$$

Ao repetirmos a análise, agora introduzindo o gerador pelo lado receptor (em série com Z_4), os resultados serão semelhantes, porém a potência total fornecida será dividida entre o lado a 2 fios (pontos AC) e a rede de balanceamento (BD). Mais uma vez, apenas 1/4 da potência inserida está sendo aproveitada. Como é óbvio, pelo canal transmissor (pontos AB) não haverá circulação de corrente, pois o potencial de A iguala-se ao de B, graças ao equilíbrio da ponte (fig. 106).

Transformadores × resistores

No encaminhamento telefônico em que se faz necessário o emprego de repetidores de linha, a introdução de dispositivos híbridos a transformadores é vantajosa sob o ponto de vista das perdas (muito inferiores às da rede resitiva). Por outro lado, os custos, dimensões e as próprias dificuldades de construção de uma conexão híbrida a transformador são muito maiores, comparados aos poucos componentes da híbrida resistiva. No entanto, a híbrida resistiva introduz um sério inconveniente: a dificuldade de aterramento, se lembrarmos que todos os componentes estão ligados entre si. Existem aplicações, todavia, nas quais as freqüências de voz são deslocadas para faixas mais elevadas (como é o caso dos equipamentos multiplex FDM, já superficialmente citados). Caso haja necessidade de enviar sinais de alta freqüência por dispositivos híbridos, as conexões resistivas poderão ser aplicadas, pois quase não sofrem influência da freqüência, dentro de certos limites. Finalizando, o emprego de um ou outro tipo será função de vários aspectos, porém sempre fundamentados no binômio custos/dificuldade de implementação.

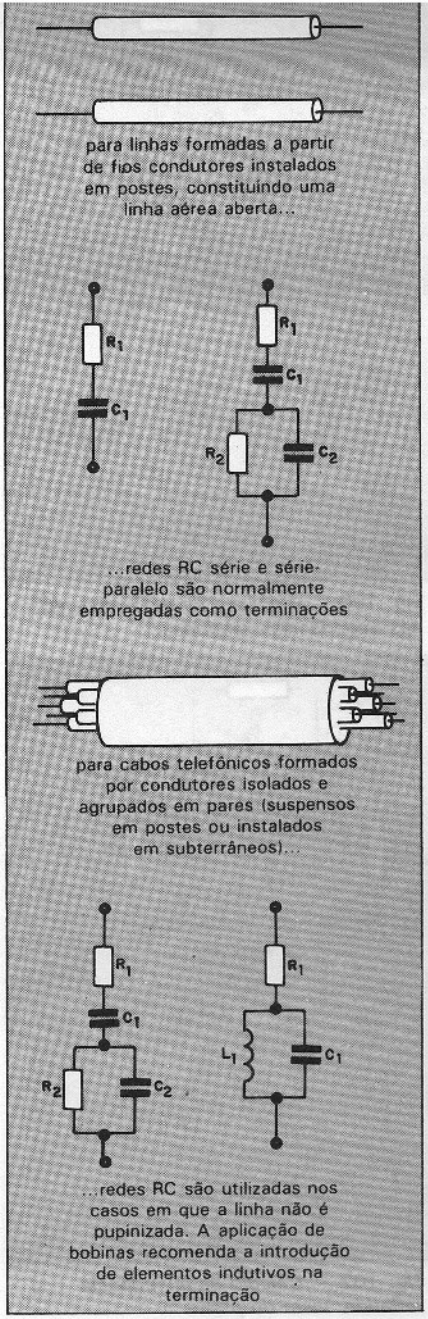
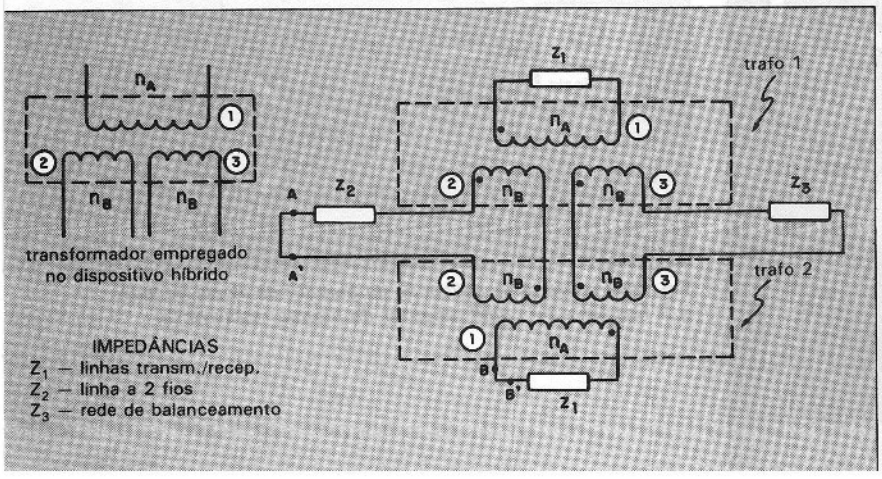
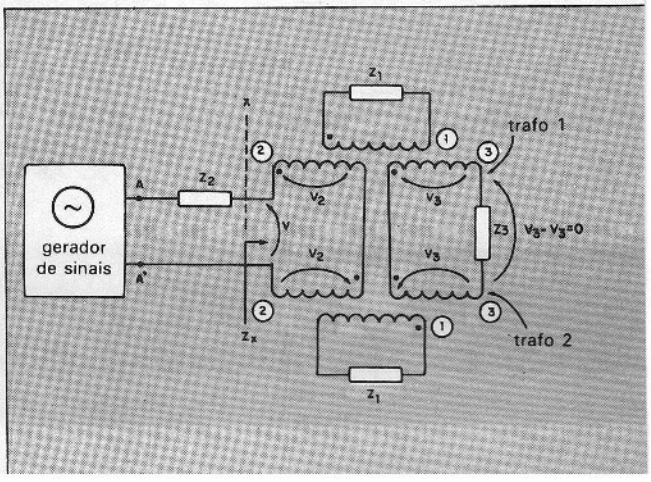


Fig. 97 — *Exemplos de redes de equilíbrio.*

Fig. 98 — *Montagem da híbrida a transformadores.*

Fig. 99 — *Condições para a ocorrência de tensão nula em Z_3.*





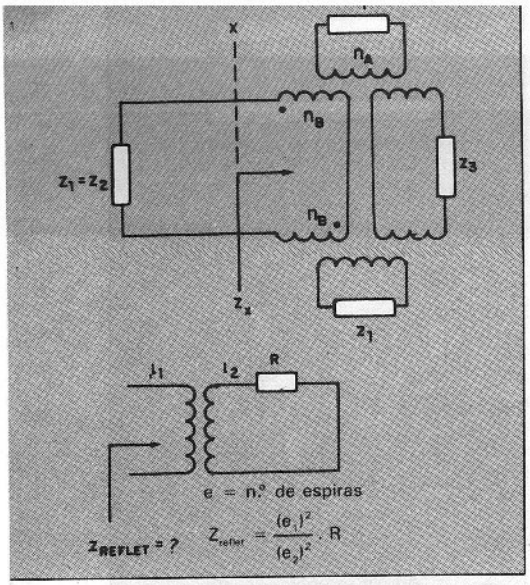


Fig. 100 — *Processo de determinação das impedâncias refletidas.*

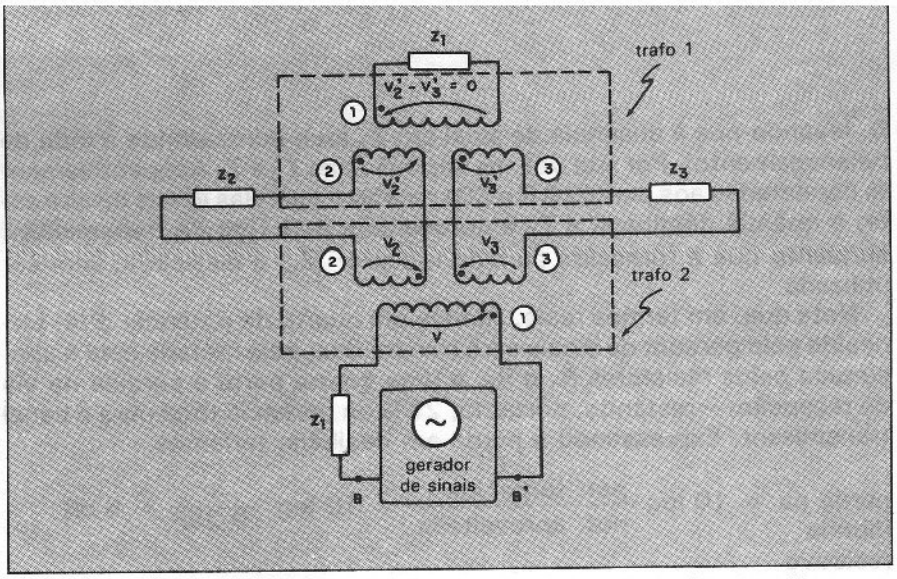


Fig. 101 — *A injeção de sinais entre os pontos B e B' não causa reflexos em Z_1.*

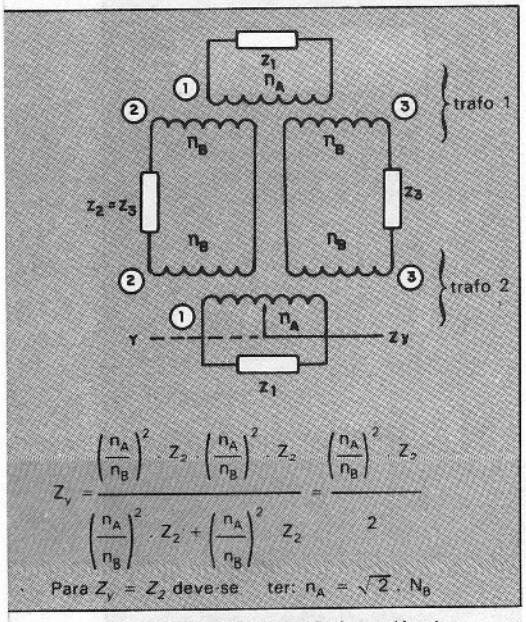


Fig. 102 — *Cálculo da impedância refletida, vista do ponto Y.*

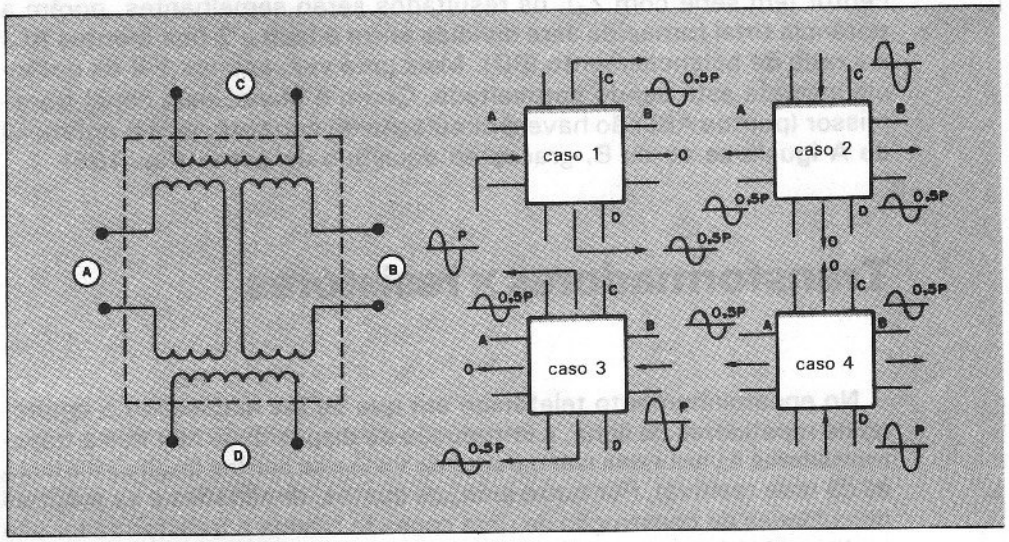
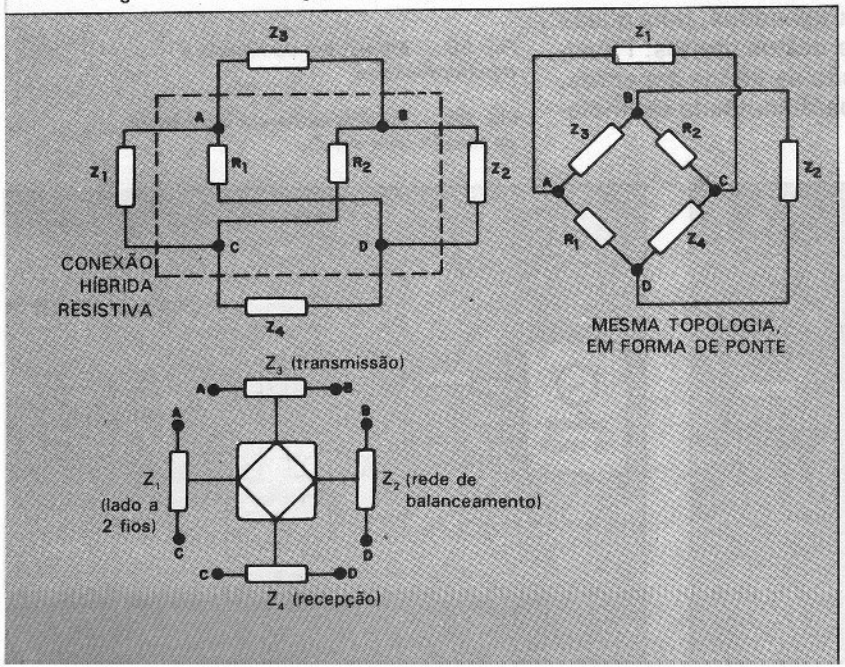


Fig. 103 — *O circuito híbrido e as 4 possibilidades de fluxo dos sinais injetados.*

Fig. 104 — *Simbologia do bloco híbrido.*



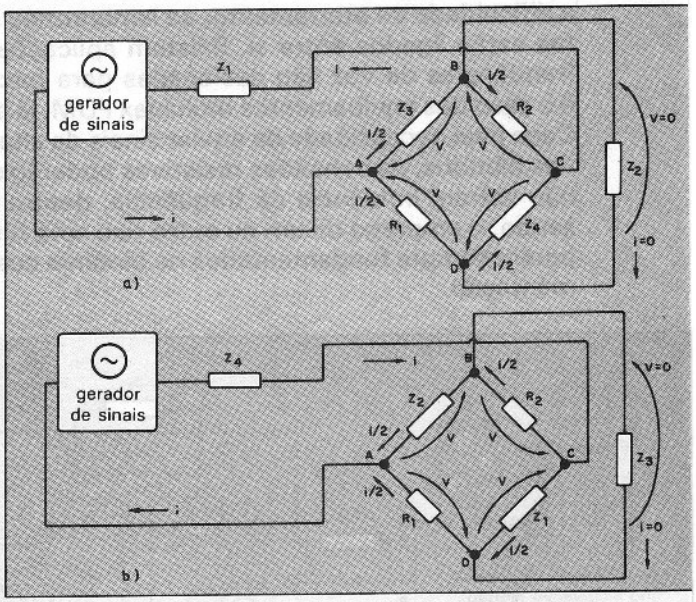


Fig. 105 — *Efeito da aplicação do gerador de sinais no lado a 2 fios (a) e no canal receptor da híbrida resistiva (b).*

5 Telefonia digital

Este capítulo tem por finalidade apresentar o princípio de funcionamento de uma central telefônica digital e os motivos que justificam sua adoção. Como subsídios para a exposição da matéria, serão fornecidos alguns conceitos básicos relativos à modulação por codificação de pulsos (PCM). Ao final, descreveremos certas vantagens e alguns problemas característicos da implementação de uma central digital, com relação aos sistemas tradicionais até aqui considerados.

Configuração de uma central digital

Em um dos capítulos anteriores tivemos a oportunidade de estudar, embora brevemente, a técnica de multiplexação FDM, que, juntamente com outros processos que serão estudados a partir de agora, tem como objetivo concentrar informações distintas em um único canal de comunicação, visando a economia de cabos.

A primeira idéia surgida baseou-se na conexão de um equipamento multiplexador à saída da malha de comutação (*crossbar*, por exemplo) chamadora e de um demultiplexador à entrada da central chamada. Conseguiu-se, com tal processo, agrupar todas as informações transmitidas em uma rota comum, que é interligada à central destinatária e seu conteúdo, convenientemente decodificado (observe a fig. 106). Como técnica de multiplexação, utilizou-se inicialmente a divisão em freqüência (FDM). Posteriormente, a multi-

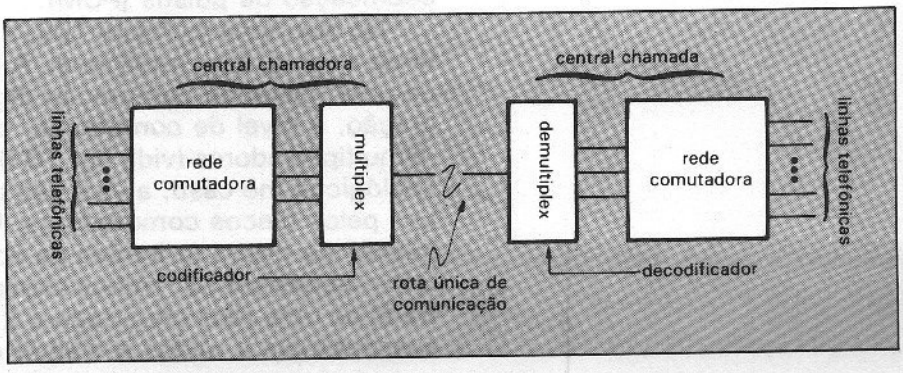


Fig. 106 — *Estrutura básica de um sistema multiplex/demultiplex.*

Fig. 107 — *Esboço de conexão entre duas centrais digitais.*

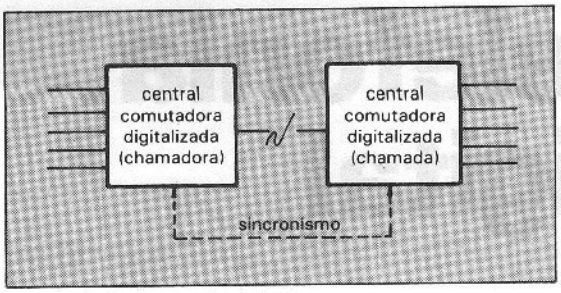


Fig. 108 — *Sinal senoidal de 1 kHz, usado no exemplo da amostragem.*

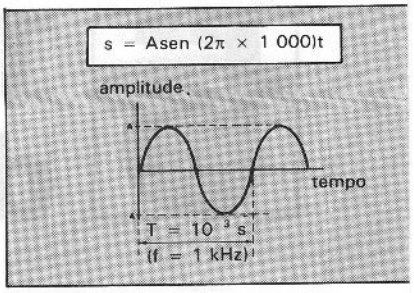
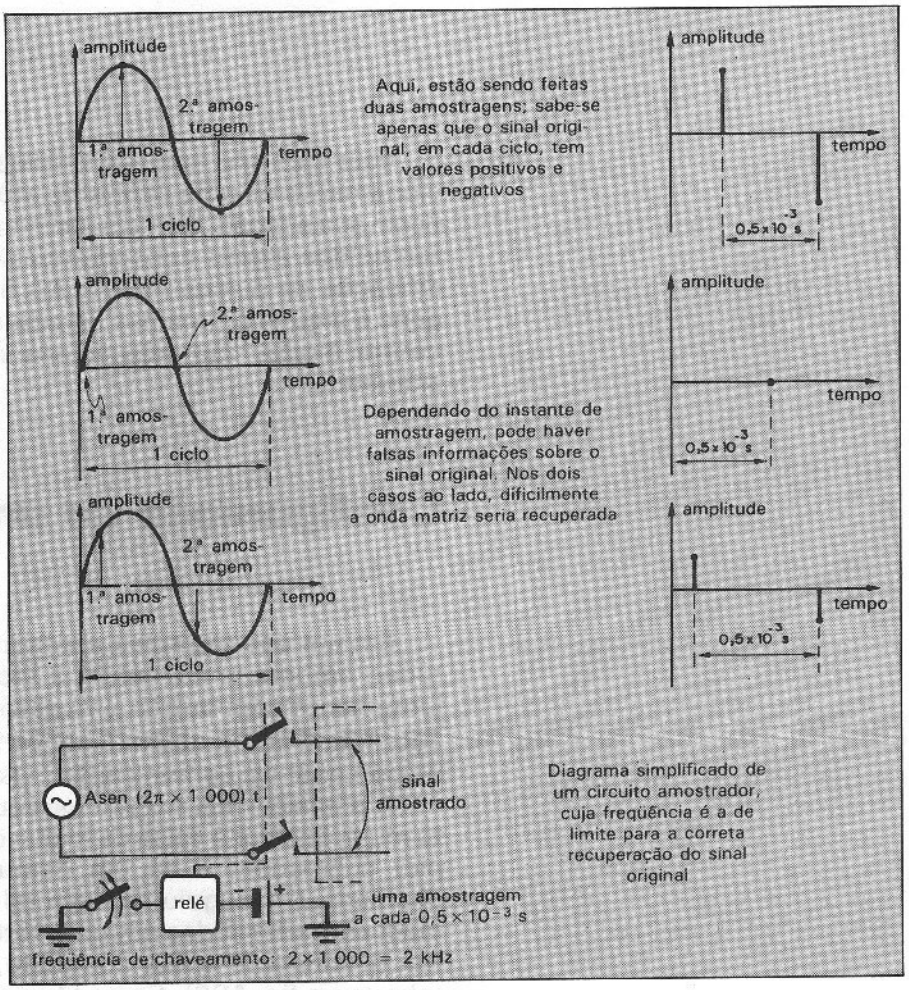


Fig. 109 — *Amostragem do sinal-exemplo a uma freqüência de 2 kHz.*



plexação por divisão de tempo foi adotada (TDM), sob a forma de codificação de pulsos (PCM).

No diagrama da figura 106, a rede comutadora considerada continua a ser do tipo tradicional. A evolução nos conduz à concepção de uma malha de comutação digitalizada — o que implica na integração, a nível de comutação, dos dispositivos multiplexadores e demultiplexadores (vide fig. 107). Entre outras vantagens, os sinais analógicos (no caso, a voz) são convertidos em digitais, que circulam pelos blocos comutadores. Podemos pensar, então, na transmissão de dados (oriundos de computadores) simultaneamente às informações vocais, ambos com características digitalizadas, da entrada de uma rede comutadora à saída de outra, obtendo-se menor susceptância a ruídos e melhor qualidade de transmissão.

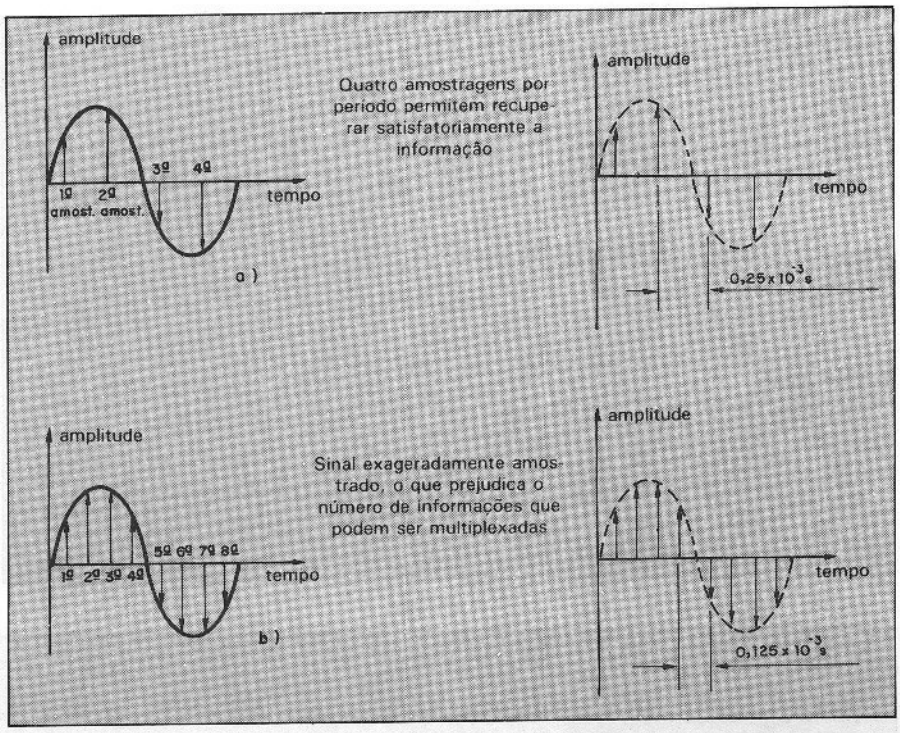


Fig. 110 — *Amostragem do sinal-exemplo a 4 kHz (a) e a 8 kHz (b).*

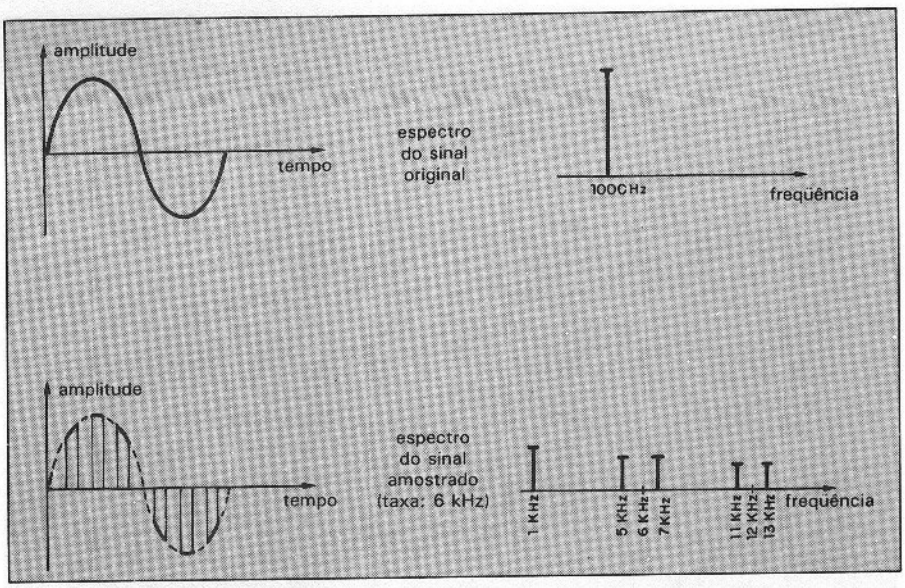
Princípio da modulação PCM

A modulação por codificação de pulsos pertence à categoria dos sistemas multiplexadores por divisão de tempo (TDM) — que, juntamente com as técnicas FDM, constituem as duas famílias básicas de dispositivos aglutinadores de informações (os processos de multiplexação serão detalhados mais adiante). Desse modo, é conveniente que analisemos inicialmente em que consiste a divisão temporal e o relacionamento da mesma com o método PCM.

A divisão temporal é fundamentada no princípio da amostragem de uma informação de qualquer natureza (seja ela periódica ou não, constituída por uma ou mas freqüências, de amplitude variável etc.). Prova-se que, quando um sinal genérico é amostrado a uma cadência igual ou superior a duas vezes a maior freqüência contida no espectro da informação considerada, o mesmo poderá, através de artifícios adequados (que veremos depois), ser recuperado integralmente — pois as amostragens "registram" a forma da informação original. Intuitivamente, poderíamos aceitar o fato de que, entre uma e outra amostragem, de algum modo exista a possibilidade de se interpolar a situação intermediária presente no sinal, mas que não é aproveitada.

Suponhamos, então, que num canal telefônico transite um único sinal senoidal de 100 Hz (veja a fig. 108). Nas representações gráficas das figuras 109 e 110, descrevemos um dispositivo amostrador simplificado, acompanhado da análise do sinal considerado, sob três hipóteses distintas: na primeira, através da verificação do sinal com duas tomadas de valores a cada ciclo; na segunda, a informação é analisada quatro vezes a cada 10^{-3}s, enquanto que na terceira temos oito amostragens por período. Junto a cada seqüên-

Fig. 111 — *Análise em freqüência do sinal original e do amostrado.*



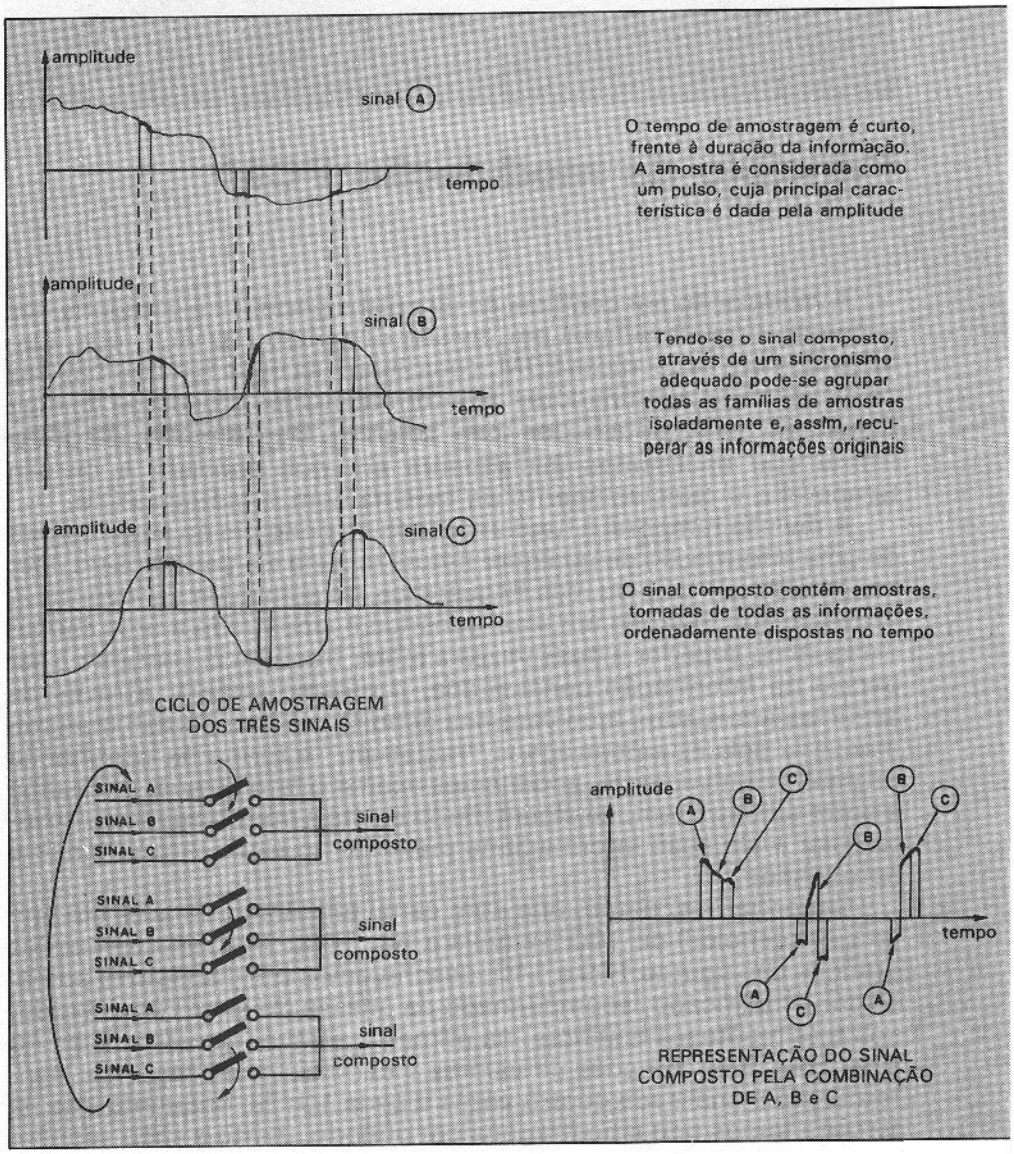


Fig. 112 — *Exemplo de multiplexação no domínio do tempo (TDM) de 3 sinais genéricos.*

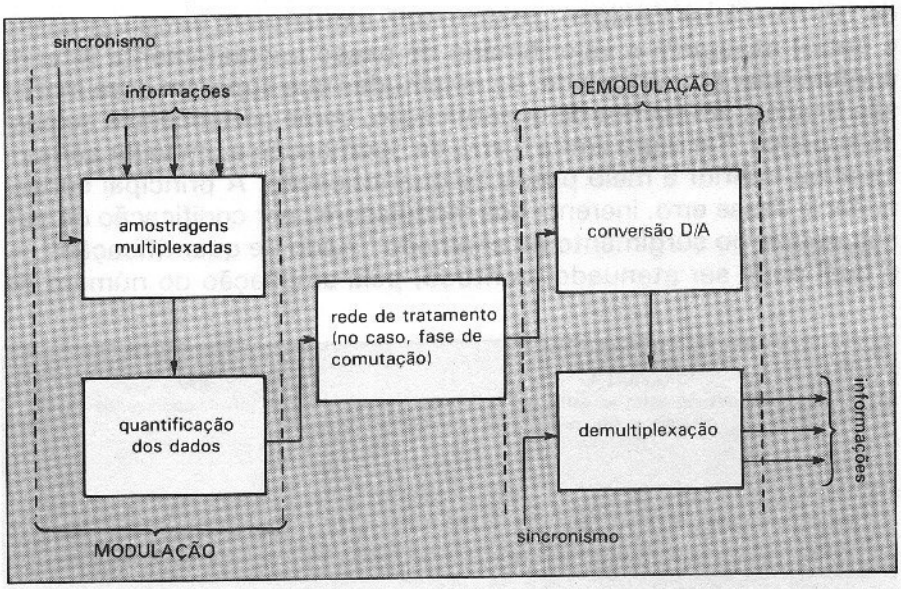


Fig. 113 — *Princípio de operação de um sistema PCM.*

cia de amostragens, exibimos, também graficamente, o maior ou menor grau de confiabilidade com que o sinal pode ser recuperado.

Sob o ponto de vista do espectro de freqüências, a informação constituída pela senóide portará uma única componente em f_{sinal} = 1 kHz (vide fig. 111). Demonstra-se, todavia, que para o sinal amostrado sempre existe uma cadeia de componentes em freqüências bem determinadas (considerando-se como taxa de amostragem um valor duas vezes superior à da informação em estudo).

Expostos os principais aspectos relativos à amostragem de sinais, vejamos como se efetua a multiplexação por divisão de tempo, tomando como exemplo três sinais distintos quaisquer (A, B e C, conforme indica a fig. 112). Note que a freqüência de amostragem para os três sinais é a mesma; porém, os instantes de captação dos dados diferem de uma informação para outra.

O sinal composto presente à saída do dispositivo multiplexador, no entanto, ainda mantém as características analógicas das informações à entrada do TDM, embora sob a forma de pulsos. Uma central comutadora digital, como o próprio nome indica, lida com dados numéricos. Logo, é necessário que de alguma maneira convertamos o conteúdo do sinal composto em uma linguagem binária interpretável pela rede de comutação. Isto passa a ser viável com o auxílio de um bloco "quantificador" (observe o diagrama da fig. 113), elemento que constitui a base da modulação por codificação de pulsos (PCM). A figura esboça o posicionamento do bloco de conversão analógico/numérico (quantificador) e o elemento inverso, em uma configuração comutadora digital. Vejamos como é processada tal codificação por intermédio dos gráficos da figura 114.

Pelo gráfico ① é possível constatar, através das amostras a, b, c, d e f, que os valores quantificados tornam-se bem definidos, exatamente correspondentes às amplitudes das amostras em consideração. Teremos, portanto, à saída do codificador os dados convertidos 0001, 0010, 0001, 0111, 1000 e 0101, respectivamente. Já o gráfico ③ nos demonstra como se efetua a decisão do nível de quantificação para valores intermediários de amplitude (situados entre dois patamares de definição). Essas situações, exemplificadas pelas amostras g, h, i e f, seguem uma lei pela qual amplitudes localizadas abaixo

de um nível intermediário (posicionado exatamente entre um passo e outro) assumem o valor binário do passo imediatamente inferior à referência; por outro lado, as amplitudes que superam esse marco são fixadas, em termos de quantificação, como pertencentes ao passo superior. Tal regra limita o erro de codificação a um valor sempre igual ou inferior a meio passo de quantificação. A principal conseqüência desse erro, inerente aos moduladores por codificação de pulsos, reside no surgimento do chamado "ruído de quantificação" — o qual pode ser atenuado, contudo, pela ampliação do número de

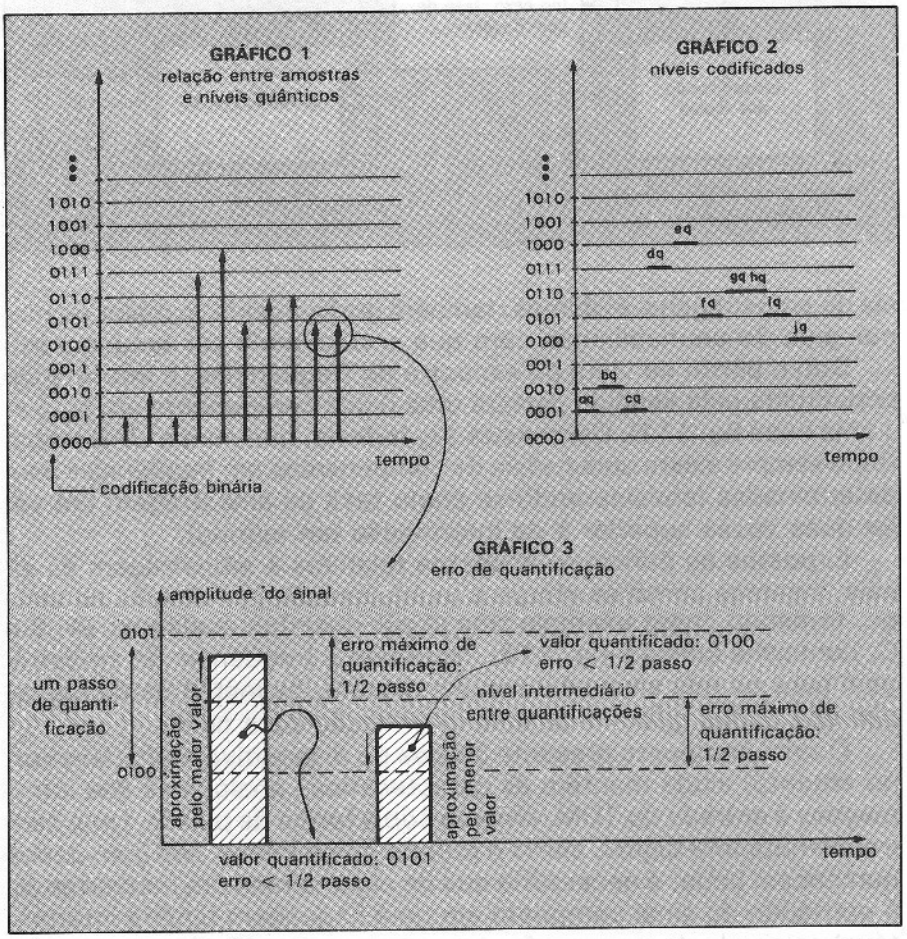


Fig. 114 — *Dados essenciais sobre o processo de quantificação.*

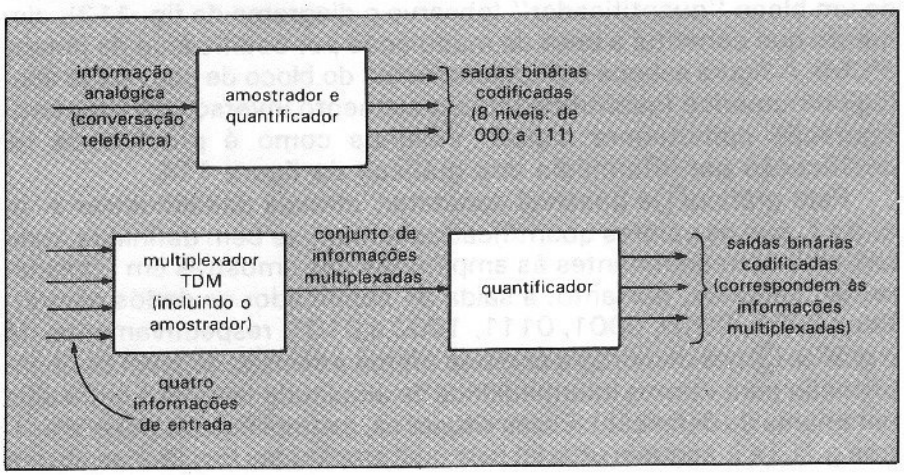


Fig. 115 — *Resumindo o processo PCM e a técnica de multiplexação no tempo, agregada à codificação de pulsos.*

patamares de reconhecimento, por técnicas de compressão etc. (processos que serão oportunamente abordados). Vale lembrar que a orientação, até o momento, foi dirigida à apresentação do método de codificação de informações, como resume a figura 115.

Comutação telefônica digital

Firmados os conceitos de digitalização de informações multiplexadas, passemos agora ao estudo da comutação digital. Para facilitar a análise de seu princípio de operação, comparemos os sinais transmitidos a "recipientes" serialmente alocados, cada qual portador de um código identificador, determinando a ordem de prioridade relativamente aos demais — situação exposta na figura 116.

Nessa esquematização, observamos três conversações sendo encaminhadas: a, b e c, originadas pelos terminais A, B e C, rumo aos assinantes F, D e E, respectivamente. As três conversações são amostradas paralelamente por um multiplexador (TDM) e codificadas digitalmente (PCM), de acordo com os métodos já estudados, seguindo-se então o envio do bloco de informações compactado à rede de comutação. Esta, por sua vez, vincula todas as parcelas de sinais provenientes do terminal A ao assinante F; aquelas referentes a B são associadas a D, enquanto que os dados encaminhados por C são dirigidos ao assinante E. Todavia, note que o "endereçamento" das informações, em uma primeira fase, ocorre ainda a um nível multiplexado, correspondendo tão-somente a um rearranjo dos conteúdos nos "recipientes".

Assim, o conteúdo do recipiente A_1 (ⓐ) é transladado ao recipiente F_1, o de B_1 a D_1, e assim por diante. Atente para o fato de que, nesses identificadores, o número está relacionado com a ordem de transmissão, ao passo que a letra maiúscula representa o terminal telefônico correspondente ao conteúdo do recipiente. Posteriormente, esse bloco de informações é demultiplexado e decodificado. Uma vez isolados os sinais originais, eles estão em condições de rumar para seu terminal telefônico de destino.

Detalhando a central digital

A figura 117 explana, por si só, a principal diferença de princípios existentes entre centrais analógicas e digitais. Enquanto que nas primeiras dispomos de uma rota para cada conversação — e tal encaminhamento permanece presente durante todo o tempo da ligação —, isto não acontece na central digital. Nesta, pelo fato de as informações entrantes estarem multiplexadas temporalmente, em diferentes instantes temos situações distintas, no tocante ao di-

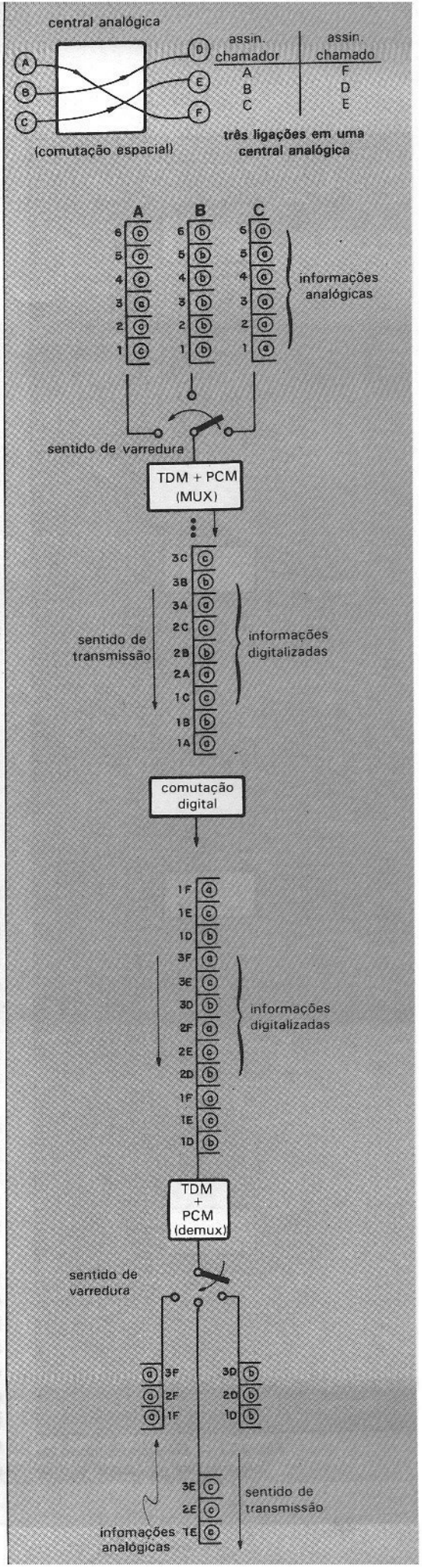


Fig. 116 — *As bases da comutação digital.*

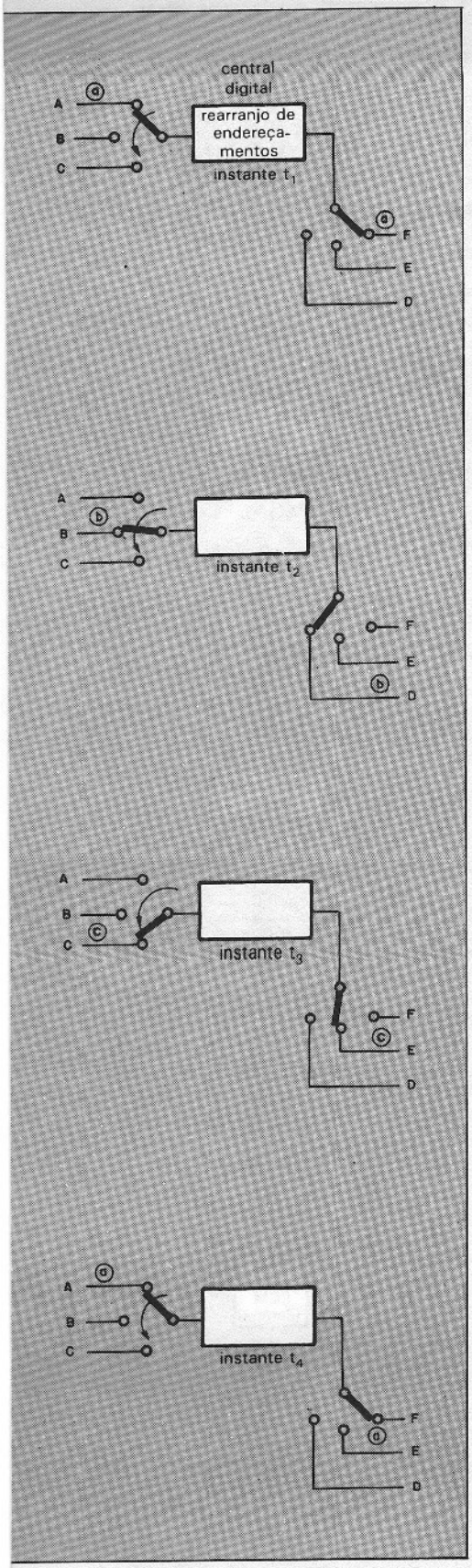


Fig. 117 — *Encaminhamento de informações na central digital.*

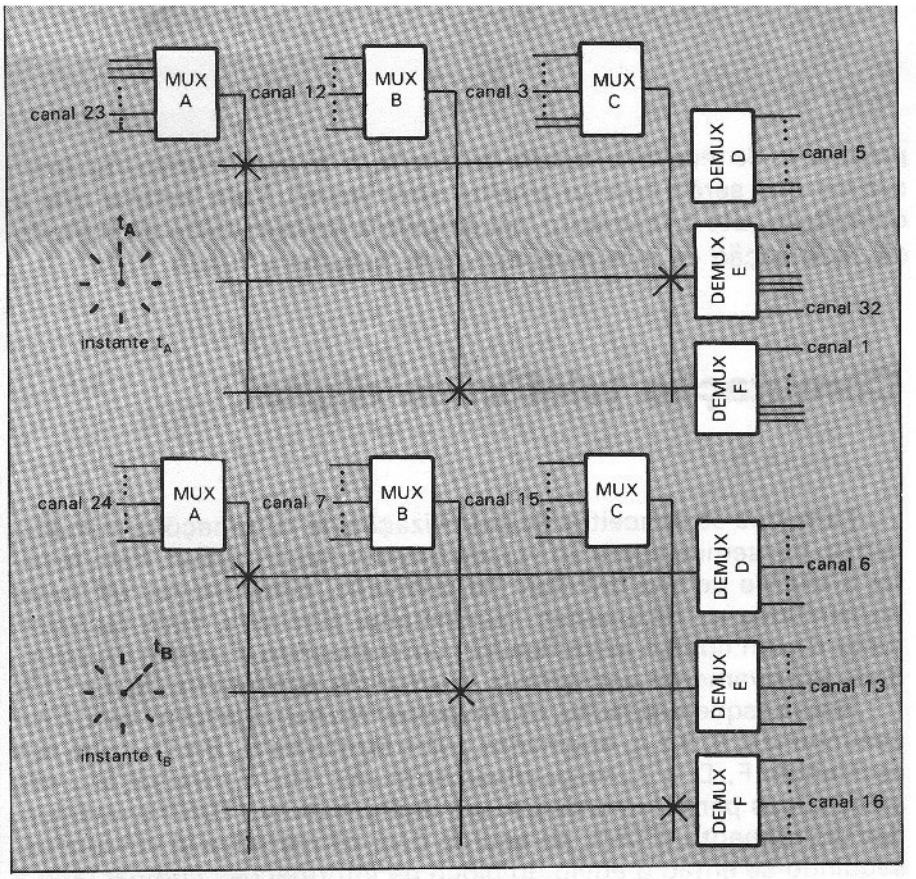


Fig. 118 — *A comutação espacial em uma central digital.*

recionamento, considerando-se que cada parcela de sinal está endereçada a pontos determinados da saída da central. No exemplo, no instante t_1 a rota que se estabelece é A-F; no instante t_2, B-D; em t_3, C-E; e, em t_4, o ciclo é reiniciado, com o trajeto A-F.

Até agora tratamos do encaminhamento de três canais multiplexados (A, B, C) em relação a outros três (D, E, F). Macroscopicamente falando, uma central digital real lida simultaneamente com uma série de elementos multiplexadores, onde um dado canal de um MUX particular pode ser referenciado a um canal qualquer de outro multiplexador, genérico. Surge então a necessidade de se comutar espacialmente de um MUX a outro, a exemplo da situação que se apresenta nas centrais analógicas. A diferença, entretanto, reside no fato de que a cada instante tais comutações são alteradas, em função dos diferentes endereçamentos de cada pacote de informação.

No exemplo da figura 118, no instante t_A temos o canal 23 do multiplex A comutado com o canal 5 do multiplex D, o canal 12 do multiplex B interligado ao canal 1 de F e o canal 3 de C ao canal 32 de E. No instante t_B, o canal 24 do multiplex A é conectado ao canal 6 do multiplex D, o canal 7 do multiplex B ao canal 13 de E e o canal 15 de C ao 16 de F.

Os diagramas da figura 119 representam, por sua vez, sob um ponto de vista mais aprofundado, como ocorre o rearranjo das parcelas de informação dos canais de origem aos de destino. Pela análise da seqüência de operações, verificamos que o bloco de informação realocado em termos de endereçamento tem condições de ser encaminhado à demultiplexação — e conseqüente recuperação dos dados originais. No exemplo, ainda, observe que para os instantes considerados estamos lidando com um único multiplexador de entrada (associando os canais A, B e C), além de mantermos constante o demultiplexador de saída (canais D, E e F).

Comparando centrais analógicas e digitais

Como já tivemos oportunidade de mencionar, as centrais digitais são mais imunes a ruídos; conseqüentemente, a qualidade da comunicação é aprimorada. Sob o prisma econômico, tais centrais exigem espaços físicos bem menores que as analógicas, simplificando, de certa forma, os problemas de instalação. Como também dispensam componentes eletromecânicos, as necessidades de manutenção tornam-se menos freqüentes.

Por outro lado, alguns problemas concernentes ao sincronismo dos equipamentos PCM ainda estão para ser solucionados. Quando vários blocos PCM são interligados às centrais digitais, por exemplo, é necessário que todos os elementos trabalhem sincronicamente — o que nem sempre é possível, devido a pequenas variações entre blocos. Tais discrepâncias podem vir a causar a perda ou a repetição dos "pacotes" de informações. Estudos estão sendo efetuados no sentido de aprimorar um dispositivo sincronizador altamente estável, comum a todos os blocos, ou de algum sistema que permita corrigir as pequenas diferenças entre os mesmos, chegando-se a uma situação aceitável em termos operacionais.

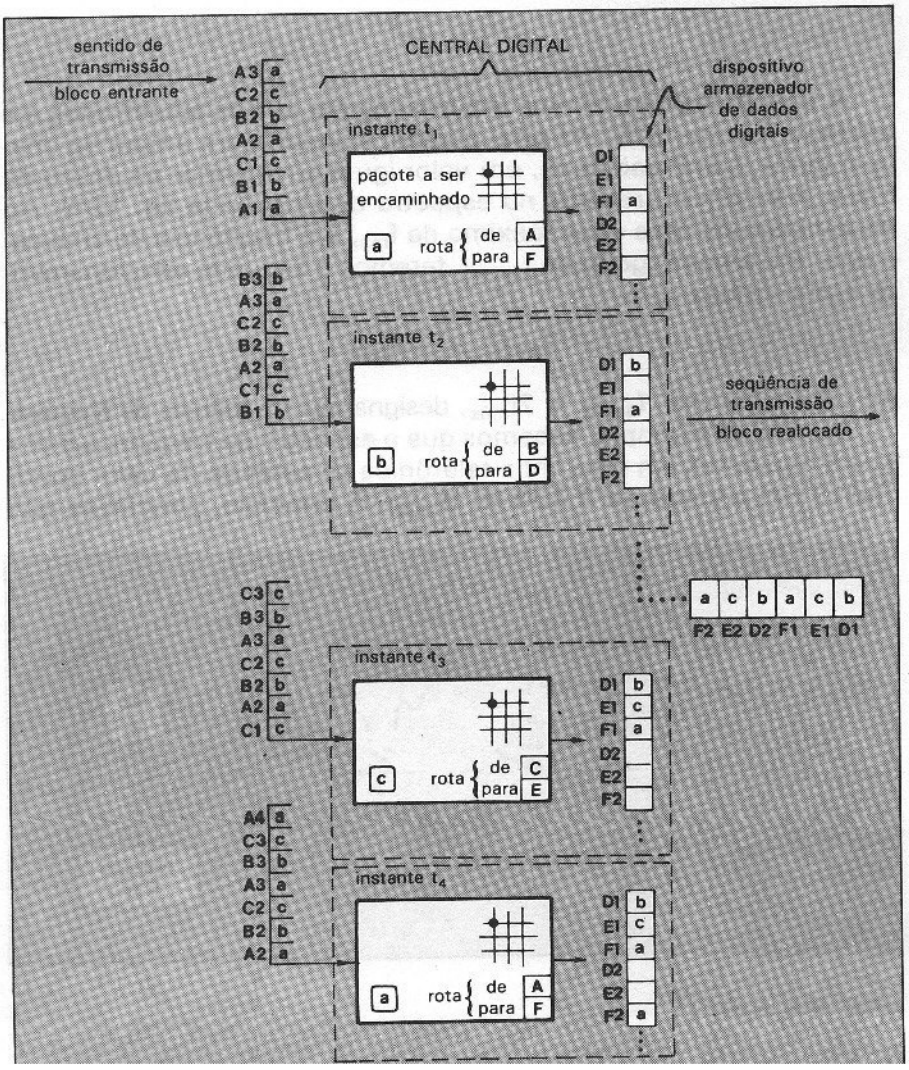


Fig. 119 — *Arranjo dos "pacotes" de informações nas centrais digitais.*

6 Técnicas de multiplexação

Através de uma análise mais detalhada do processo de amostragem de informações, das dificuldades e soluções propostas para a digitalização dos sinais coletados e da apresentação de um sistema codificado alternativo, vamos procurar abranger os principais conceitos da multiplexação temporal. Neste capítulo descreveremos todos esses tópicos, incluindo o processo alternativo.

A freqüência de Nyquist

A decomposição de uma informação em pulsos amostrados e a posterior recuperação do sinal original exigem, para a taxa de chaveamento, como sabemos, um valor igual ou superior ao dobro da maior freqüência presente no espectro do sinal (vide fig. 120). Ao denominarmos esse valor máximo de $f_{máx}$ e a freqüência de chaveamento (ou amostragem) de f_{amost}, teremos o seguinte relacionamento entre ambas:

$$f_{amost} \geqslant 2\, f_{máx}$$

Ao valor particular $f_{amost} = 2f_{máx}$, designamos **freqüência de Nyquist.**

A título de exemplo, sabemos que o espectro de freqüências dos sinais presentes em uma linha telefônica se estende do valor contínuo (0 Hz) a cerca de 3 400 Hz ($f_{máx}$). A princípio, conclui-se que

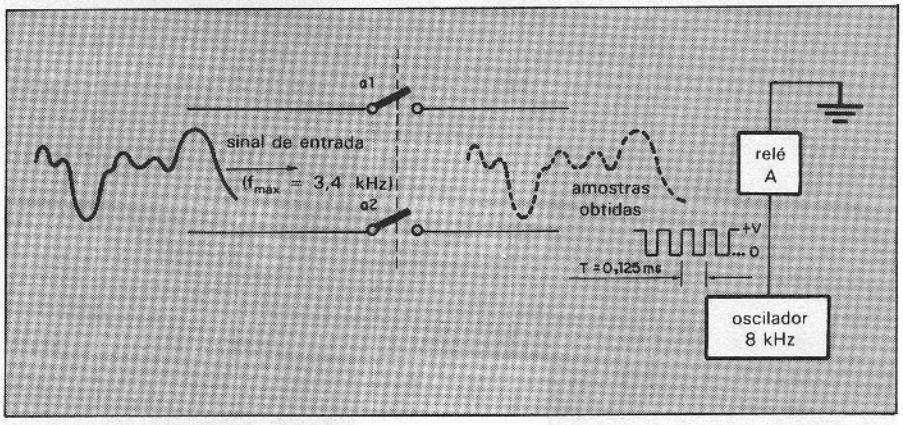


Fig. 120 — *Esquema simplificado de um dispositivo chaveador, do tipo usado em amostragens.*

a mínima taxa de chaveamento desses sinais, de modo que possam ser reproduzidos fielmente, seria dada pelo valor 2 × 3 400 = 6 800 Hz (freqüência de Nyquist). Na prática, todavia, é imposta uma certa margem de segurança para esta freqüência, sendo 8 000 Hz um padrão altamente utilizado.

O estudo que faremos agora destina-se à exposição dos principais problemas existentes quando são adotadas freqüências inferiores a $2f_{máx}$ para a amostragem de informações. Embora as considerações direcionem-se para a faixa de freqüências compreendida entre 0 e 3 400 Hz, suas conclusões poderão ser extrapoladas para gamas genéricas. Tomemos uma informação vocal com o espectro sugerido na figura 121. Prova-se que, para as freqüências de amostragem superiores a $2f_{máx}$, a distribuição espectral assume uma forma muito mais complexa devido à presença de harmônicas da freqüência de amostragem.

Observe que a recuperação do sinal pode ser conseguida com o auxílio de um filtro passa-baixas, em cuja entrada temos a informação amostrada. Na saída desse elemento, como se verifica pela

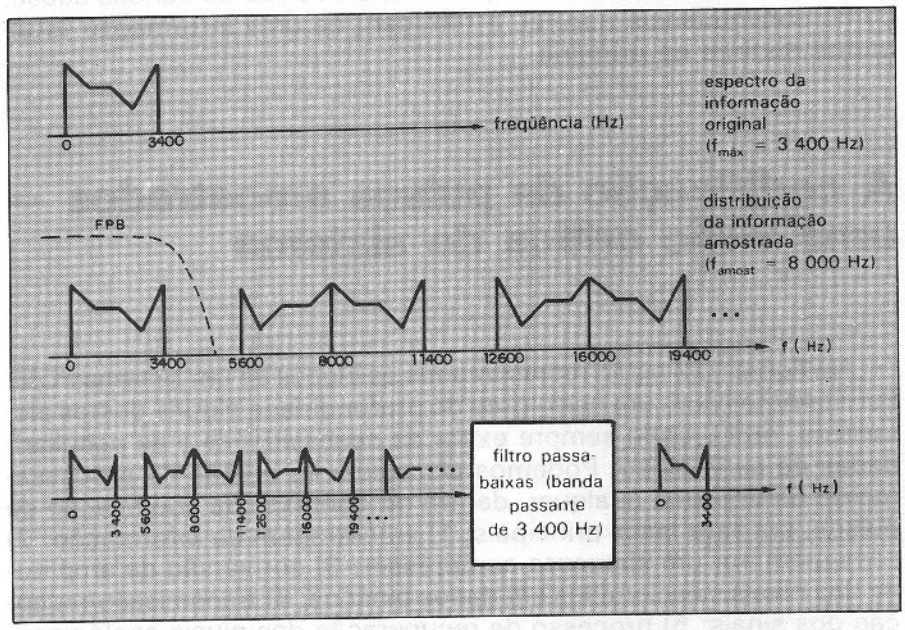


Fig. 121 — *Recuperação da informação original através de um filtro passa-baixas.*

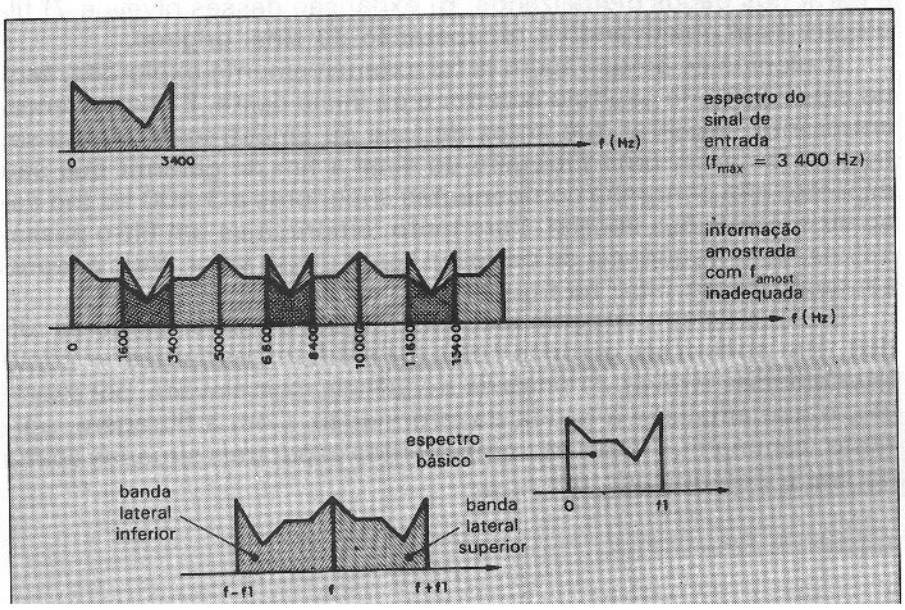


Fig. 122 — *Superposição das bandas laterais, decorrente da utilização de* $f_{amost} \leqslant 2f_{máx}$ *na amostragem.*

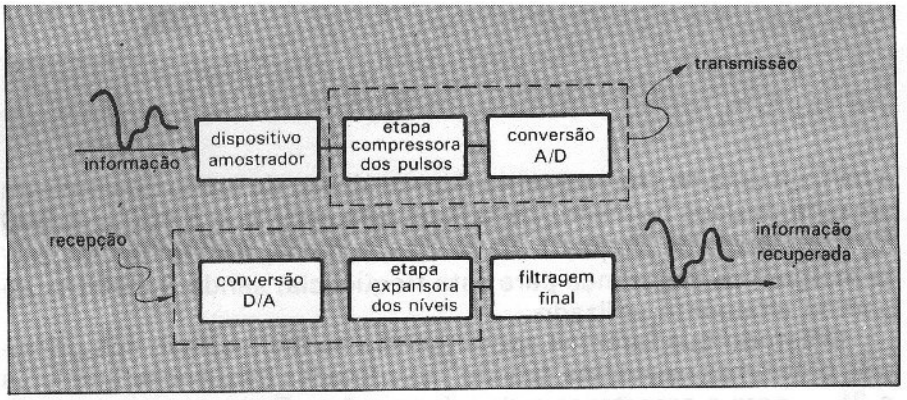


Fig. 123 — *Diagrama de blocos da técnica de codificação de pulsos.*

figura, surgirá um sinal com a mesma composição espectral da informação original.

Analisemos então o que aconteceria caso viéssemos a operar o dispositivo amostrador com uma freqüência inferior ao limite mínimo. Como exemplo, suponhamos que o circuito de chaveamento seja comandado por um oscilador com uma freqüência de 5 000 Hz (considerando sempre o valor $2 \times 3\,400 = 6\,800$ Hz como freqüência de Nyquist). Verifiquemos a distribuição apresentada na figura 122, característica dessa condição. Nesta situação, o sinal extraído do filtro passa-baixas não contém as mesmas componentes espectrais do sinal amostrado, uma vez que a superposição de bandas causa, como conseqüência natural, a filtragem de uma informação totalmente distinta da primária.

A codificação de pulsos amostrados — uma visão crítica do sistema

Na figura 123 estão representados os blocos de um sistema PCM. Estudaremos com um certo grau de profundidade alguns destes elementos, procurando sempre expor as necessidades e as peculiaridades de cada bloco. Podemos classificar as etapas de processamento de um sinal qualquer, dentro do contexto da codificação de pulsos, em sete fases principais: 1) amostragem da informação; 2) passagem por um elemento compressor; 3) conversão da amplitude dos níveis selecionados em dados binários; 4) transmissão/recepção dos sinais; 5) processo de recuperação dos níveis analógicos, a partir dos dados digitalizados; 6) expansão desses níveis e 7) filtragem final objetivando a recuperação do sinal original.

A técnica de amostragem já foi extensivamente explorada, tendo sido objeto do capítulo anterior e do início deste. É conveniente, entretanto, registrar que antes da fase de amostragem efetua-se, freqüentemente, uma filtragem do sinal a fim de garantir que seu espectro não contenha componentes superiores a 3 400 Hz (no caso de informações vocais). Para tanto, emprega-se um filtro passa-baixas, com freqüência de corte em torno desse valor. Veja a representação desse filtro na figura 124.

O bloco de amostragem receberá, então, um sinal isento de ruídos, que podem ser gerados pelas mais diferentes fontes — como interferências através de sinais de freqüência mais elevada, por exemplo, o que ampliaria a banda da informação. Com a filtragem, portanto, eliminamos todas as componentes espectrais situadas acima do limite determinado por $f_{máx}$.

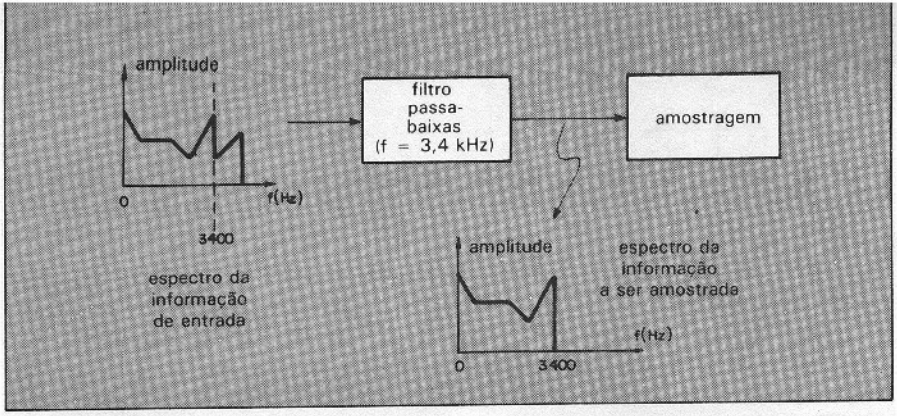


Fig. 124 — *Filtragem da informação, antes da operação de amostragem.*

O sinal já amostrado, em princípio, deveria passar à etapa quantificadora, que tem a função de criar uma informação amostrada discreta, e não mais contínua (em se tratando de amplitudes). O estabelecimento de níveis discretos, todavia, gera o tradicional erro de quantificação — que é atenuado pela técnica da compressão de sinais, a ser mencionada mais adiante. Fixemo-nos, no momento, na análise da teoria da quantificação linear, apresentando ao mesmo tempo suas inconveniências, para então sugerir a introdução de artifícios adicionais.

Suponhamos que a variação total, em termos da amplitude do sinal, oscile entre $-0,5$ V e $+0,5$ V. O passo inicial consiste na determinação de uma série da patamares (oito, no caso do exemplo da fig. 125), denominados **patamares de quantificação**. Nessas circunstâncias, para o exemplo, temos a definição de um patamar a cada 1 V/8 = 0,125 V de excursão. É claro que a precisão da quantificação é diretamente proporcional ao aumento do número de patamares, o que implica em menores diferenças de tensão entre níveis. Se para a situação em estudo dispuséssemos de 256 patamares, ao invés de apenas 8, para cada 1 V/256 = 0,0039 V, haveria forçosamente um nível de quantificação, com um grau de exatidão muito superior.

Portanto ao associarmos a variável P ao número de patamares de quantificação, é fácil demonstrar que seriam necessários x dígitos representativos do valor binário gerado por esta etapa, com a relação entre P e x descrita pela fórmula:

$$P = 2^x$$

Voltando ao nosso exemplo, temos para P oito níveis, o que corresponde a três dígitos identificadores (de 000 a 111, com x = 3). No caso de 256 patamares, teremos x = 8 (oito dígitos, de 00000000 a 11111111) implicando, como vimos, em maior fidelidade na conversão analógico/digital.

Retomando a questão do erro de quantificação, note que nos exemplos expostos restringimos nossas considerações ao âmbito da quantificação linear, onde o erro máximo introduzido é idêntico, em magnitude, para qualquer amplitude do sinal analógico a ser digitalizado. Em conseqüência disso, prova-se que a relação sinal/ruído se deteriora para amplitudes reduzidas do sinal amostrado, relativamente aos pulsos de maior excursão. Com efeito, sempre baseados em nosso exemplo anterior, onde dispúnhamos de oito níveis de quantificação para uma excursão total de 1 V (de $-0,5$ V a $+0,5$ V), concluímos facilmente que, para uma amostra com amplitude de $+0,5$, o erro máximo introduzido seria (em valores relativos):

$$\frac{\text{amplitude do sinal}}{\text{n.º de patamares}} = \frac{1,0\text{ V}}{8} \text{ (diferença de tensão entre patamares)}$$

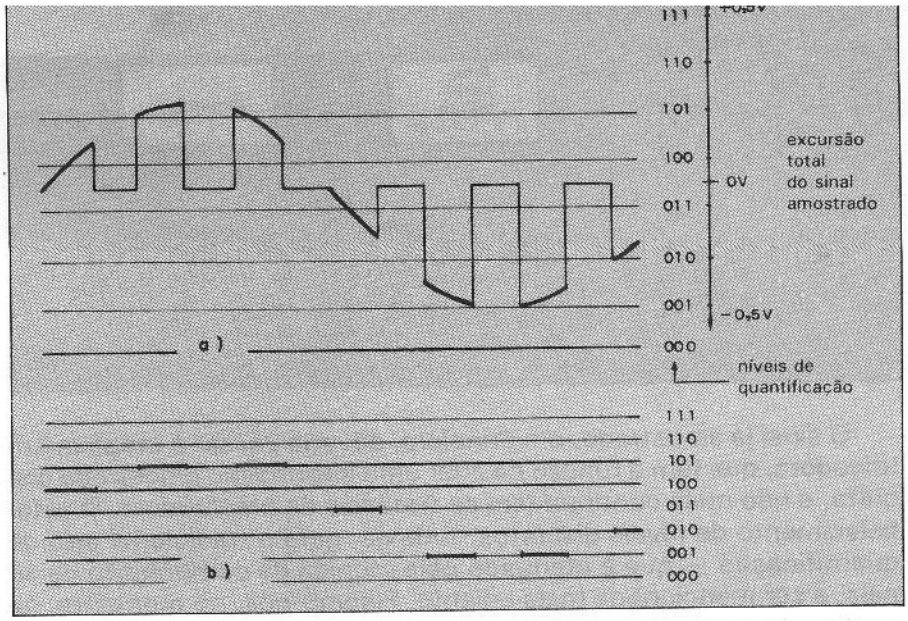


Fig. 125 — *Relação entre a informação amostrada, analógica, e os níveis de quantificação, digitais (a). Informação digitalizada, correspondente à amostragem considerada (b).*

$$\frac{\text{excursão entre patamares}}{2} = \frac{0{,}125\ \text{V}}{2} = 0{,}0625\ \text{V}$$ (erro máximo introduzido)

$$\left[\frac{\text{erro máximo introduzido}}{\text{amplitude do sinal}}\right] \times 100 = \frac{0{,}625 \times 100}{0{,}5} = 12{,}5\%$$

(erro relativo de quantificação)

Por outro lado, a um pulso amostrado com amplitude 5 vezes menor (por hipótese) corresponderia um erro relativo dado por:

$$\left[\frac{\text{erro máximo introduzido}}{\text{amplitude do sinal}}\right] \times 100 = \frac{0{,}0625 \times 100}{0{,}1} = 62{,}5\%$$

(erro relativo de quantificação)

Logo, quanto menor a amplitude do sinal, maior será o erro relativo introduzido; além disso, o aumento da taxa de erro prejudica a relação sinal/ruído, devido à maior significância deste último. O problema, no entanto, é contornável na medida em que alteramos a distribuição dos patamares de quantificação — reduzindo o distanciamento dos níveis para os sinais de menor intensidade e aumentando-o para os de maior amplitude. Para que esta regra seja viabilizada, na prática, empregam-se leis logarítmicas para o estabelecimento desses patamares. Um tipo particular dessas leis é descrita pela chamada "lei A", cuja formação será descrita logo adiante.

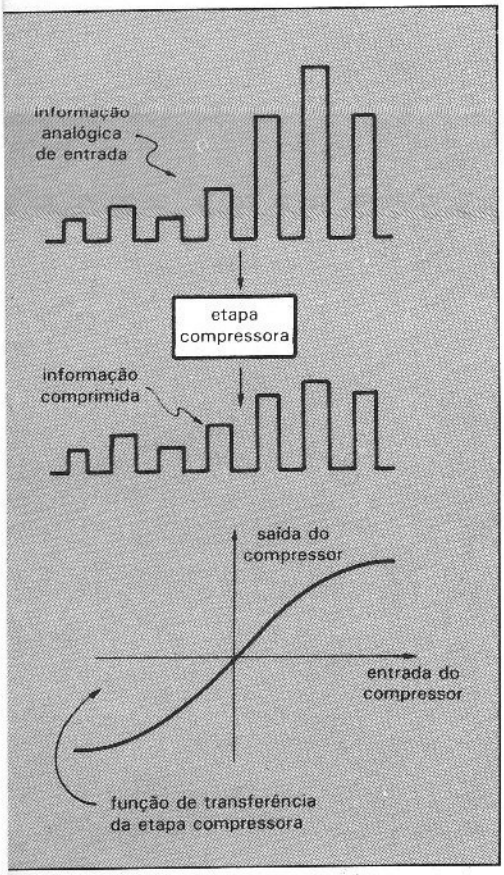


Fig. 126 — *Princípio de compressão de sinais analógicos.*

Compressão dos sinais

Essa técnica é aplicada introduzindo-se uma distorção proposital na informação pulsada, com o objetivo de "valorizar" as amplitudes menos significativas, em relação às mais elevadas (veja a fig. 126). Para a etapa compressora, portanto, é necessário (restringindo-nos apenas à manipulação de sinais analógicos) que os sinais de baixa amplitude não sofram atenuações — ou seja, não devem ser influen-

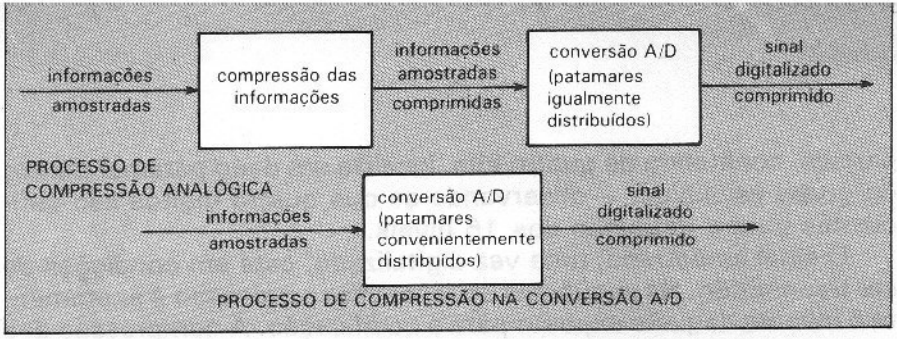


Fig. 127 — *Métodos de compressão para reduzir a relação sinal/ruído.*

ciados por esse estágio, ao passo que níveis mais elevados são atenuados (tanto mais quanto maiores forem suas amplitudes).

A compressão analógica pode ser considerada como uma das soluções mais viáveis na uniformidade da relação sinal/ruído para as diferentes amplitudes do sinal amostrado — uma vez que, após esta etapa, é possível efetuar a conversão A/D sem se preocupar com problemas advindos de erros de quantificação de pulsos reduzidos ou elevados, já devidamente compensados pela compressão. Em outras palavras, essa conversão é obtida a partir de distanciamentos idênticos entre todos os patamares.

Um segundo processo igualmente viável, orientado para o mesmo objetivo (constância da relação sinal/ruído), combina a etapa de compressão com a fase de conversão A/D. Neste, os pulsos analógicos são simultaneamente comprimidos e digitalmente codificados através do artifício já citado de explorar a variação dos espaçamentos entre os patamares de quantificação. Esta variação, todavia, segue regras bem determinadas, que equivalem a comprimir logaritmicamente as informações amostradas, enquanto é feita a correspondência analógico/digital.

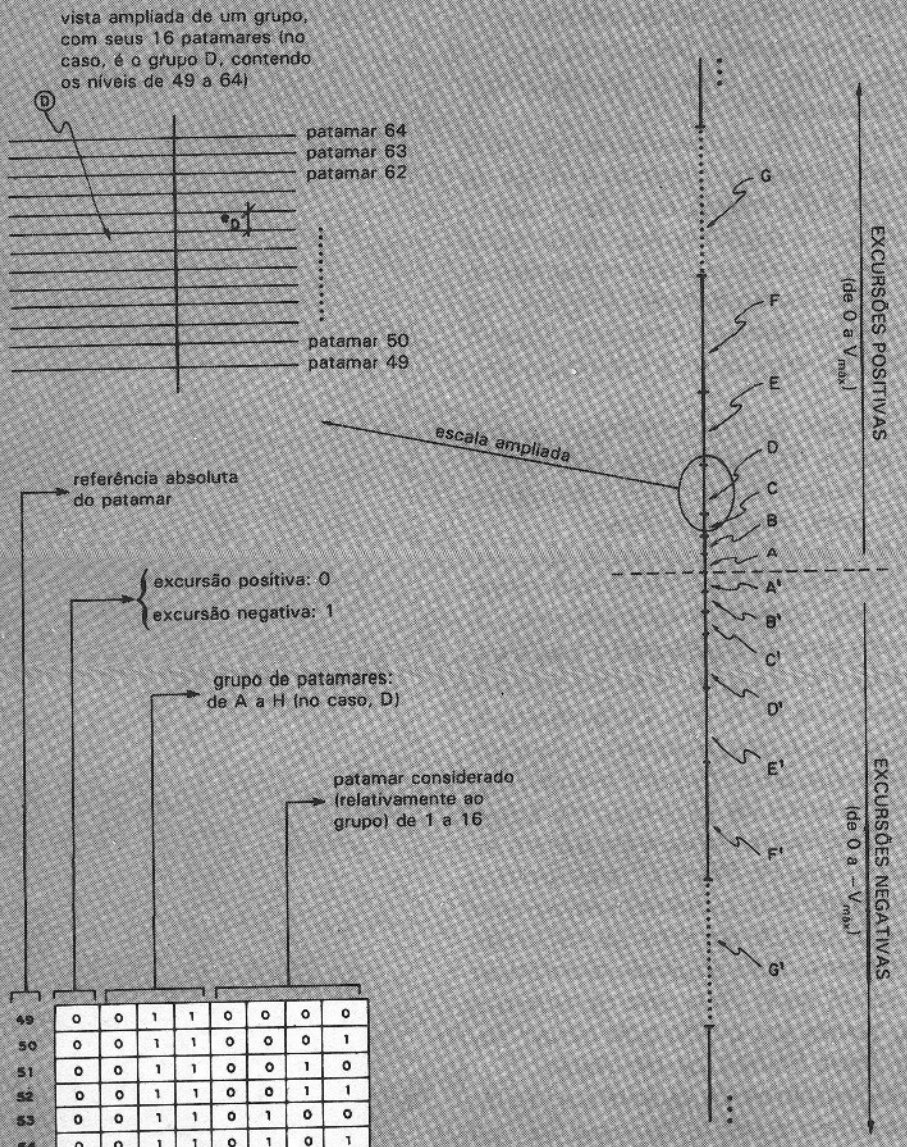
A figura 127 resume os dois métodos acima sugeridos: no primeiro, a compressão é executada antes da codificação das amostras, analogicamente, ao passo que o segundo combina a compressão e a digitalização dos dados em uma única operação.

Com a exposição desses conceitos, estamos finalmente em condições de estudar a "lei A", que trata dos distanciamentos relativos entre os patamares quantificadores. Esta lei é aplicada nos casos em que são utilizados 256 níveis para a codificação (ou seja, 8 dígitos caracterizadores). De acordo com essa lei, o espaçamento entre os patamares varia para cada grupo de 16 níveis. Considerando-se a existência de 256 valores distintos para tais patamares, conclui-se que são necessários 16 graus de espaçamento para atender esse requisito. Deste modo, dividimos a faixa de excursão ao longo da qual a informação pode variar — amplitudes possíveis para o sinal, da mais positiva à mais negativa — em 16 "fatias" distribuídas de forma desigual, de acordo com um algoritmo que concentra maior número de "fatias" menores no trecho central da zona de excursão e menor número das maiores no extremos. Isso equivale a enfatizar os sinais de menor amplitude (em torno de 0 volt), em detrimento das amplitudes mais significativas, tendo em conta que cada "fatia" dispõe de 16 patamares entre seus limites de definição.

O quadro exposto delineia os fundamentos da quantificação logarítmica, particularizada, porém segundo o ponto de vista da "lei A". Perceba que o código binário relacionado aos patamares pode ser dividido em três frações: a primeira, situada mais à esquerda e composta por um único dígito, identifica se a excursão do sinal é positiva (0) ou negativa (1). A segunda, com três bits, classifica o grupo no qual a amplitude do pulso está alocado (oito grupos possíveis para o trecho positivo e oito para o negativo, com a definição do trecho já determinada pela primeira fração). A terceira e última

parcela, constando de quatro bits, localiza um dado patamar dentro do grupo escolhido — observando-se que quatro dígitos são suficientes para a definição dos 16 níveis.

O sinal amostrado, uma vez digitalizado, está em condições de ser transmitido. Na seqüência de recepção, o processo é exatamente o inverso daquele exposto para a codificação. À compressão dos sinais associa-se uma expansão, seguindo-se a última etapa de tratamento dos dados analógicos recuperados, quando são injetados em um filtro passa-baixas destinado a extrair as componentes espectrais mais reduzidas, correspondentes à informação original.



49	0	0	1	1	0	0	0	0
50	0	0	1	1	0	0	0	1
51	0	0	1	1	0	0	1	0
52	0	0	1	1	0	0	1	1
53	0	0	1	1	0	1	0	0
54	0	0	1	1	0	1	0	1
55	0	0	1	1	0	1	1	0
56	0	0	1	1	0	1	1	1
57	0	0	1	1	1	0	0	0
58	0	0	1	1	1	0	0	1
59	0	0	1	1	1	0	1	0
60	0	0	1	1	1	0	1	1
61	0	0	1	1	1	1	0	0
62	0	0	1	1	1	1	0	1
63	0	0	1	1	1	1	1	0
64	0	0	1	1	1	1	1	1

Equivalência entre patamar e amplitude do sinal amostrado

distribuição dos grupos ao longo da excursão total do sinal: $-V_{máx}$ a $+V_{máx}$

Relação de níveis em cada grupo (em termos absolutos)

grupo de patamares	inclui os patamares
A	1 a 16
B	17 a 32
C	33 a 48
D	49 a 64
E	65 a 80
F	81 a 96
G	97 a 112
H	113 a 128
A'	− 1 a − 16
B'	− 17 a − 32
C'	− 33 a − 48
D'	− 49 a − 64
E'	− 65 a − 80
F'	− 81 a − 96
G'	− 97 a − 112
H'	− 113 a − 128
N.º total de níveis	$2 \times 128 = 256$

Zonas-limite dos 16 grupos (segundo a "lei A")

grupos	incluem as amplitudes situadas nas faixas	espaçamentos entre patamares dados por
A	$0<V<V_{máx}/128$	$e_A = V_{máx}/2.048$
B	$V_{máx}/128<V<V_{máx}/64$	$e_B = V_{máx}/2.048$
C	$V_{máx}/64<V<V_{máx}/32$	$e_C = V_{máx}/1.024$
D	$V_{máx}/32<V<V_{máx}/16$	$e_D = V_{máx}/512$
E	$V_{máx}/16<V<V_{máx}/8$	$e_E = V_{máx}/256$
F	$V_{máx}/8<V<V_{máx}/4$	$e_F = V_{máx}/128$
G	$V_{máx}/4<V<V_{máx}/2$	$e_G = V_{máx}/64$
H	$V_{máx}/2<V<V_{máx}$	$e_H = V_{máx}/32$
A'	$-V_{máx}/128<V<0$	$e_{A'} = V_{máx}/2.048$
B'	$-V_{máx}/64<V<-V_{máx}/128$	$e_{B'} = V_{máx}/2.048$
C'	$-V_{máx}/32<V<-V_{máx}/64$	$e_{C'} = V_{máx}/1.024$
D'	$-V_{máx}/16<V<-V_{máx}/32$	$e_{D'} = V_{máx}/512$
E'	$-V_{máx}/8<V<-V_{máx}/16$	$e_{E'} = V_{máx}/256$
F'	$-V_{máx}/4<V<-V_{máx}/8$	$e_{F'} = V_{máx}/128$
G'	$-V_{máx}/2<V<-V_{máx}/4$	$e_{G'} = V_{máx}/64$
H'	$-V_{máx}<V<-V_{máx}/2$	$e_{H'} = V_{máx}/32$

Agrupando as informações pulsadas

Pelas considerações já efetuadas, estamos de posse de alguns conceitos essenciais para a compreensão da técnica de multiplexação de sinais no domínio do tempo, agora sob um prisma mais detalhado. Sabemos como ocorre a amostragem de um dado sinal e sua correspondente compressão e quantificação, além de termos citado os princípios referentes à multiplexação das informações, embora de forma abreviada. Vamos então analisar alguns fatores relativos ao número de informações que podem ser multiplexadas em função da taxa de amostragem dos pulsos codificados.

Mais uma vez estabeleçamos a situação na qual três sinais genéricos estão sendo amostrados, codificados e transmitidos (observe a fig. 128, que ilustra a fase de coleta de amostras). Note que, por essa representação, somos induzidos a supor que imediatamente após a amostragem de uma informação partimos para o exame da seguinte e assim sucessivamente, até que o ciclo seja reiniciado. Todavia, a obtenção do sinal multiplexado real exige algumas complexidades adicionais, como será visto logo adiante.

Pela figura 129, constatamos que para cada informação a ser multiplexada está sendo oferecido um certo intervalo de tempo, ao qual designamos por "disponibilidade de passagem" para uma amostragem efetuada a um dado instante, em relação a um sinal específico. Ora, ao introduzirmos o conceito de uma margem de tempo dentro da qual pode ocorrer a tomada da informação amostrada, esta-

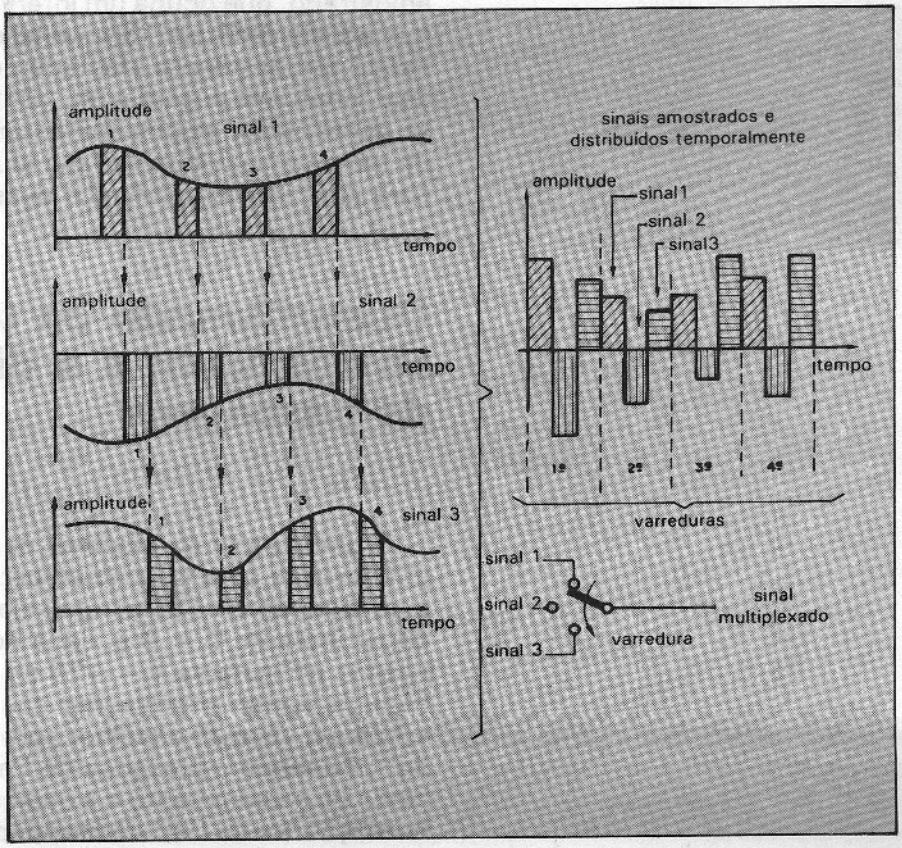
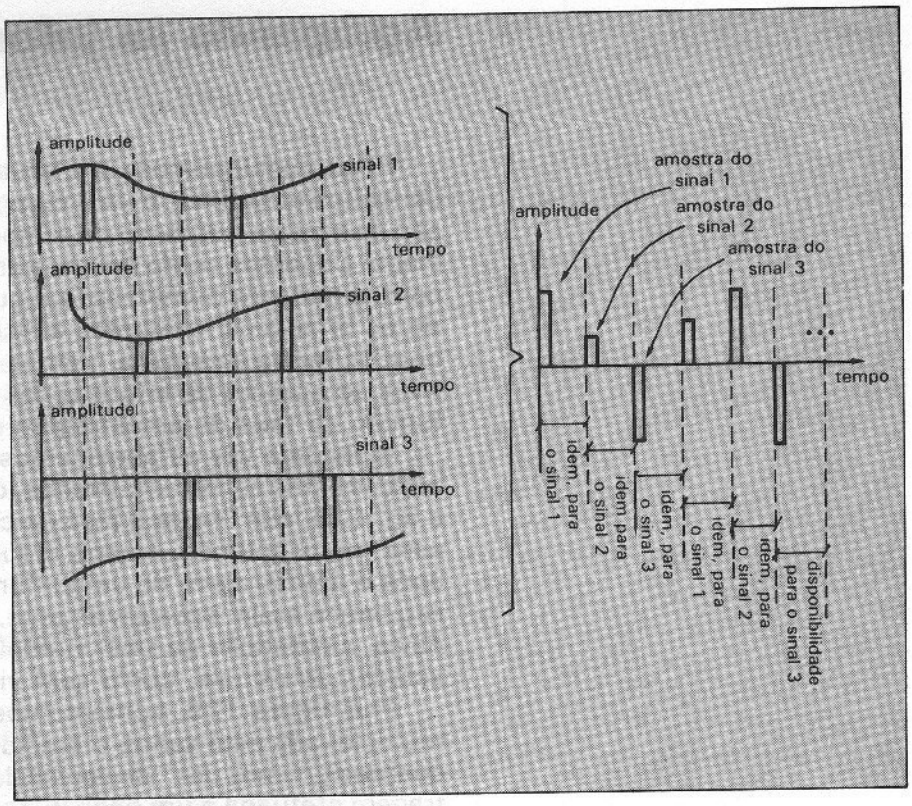


Fig. 128 — *Multiplexação temporal — uma visão simplificada.*

Fig. 129 — *Conceito de disponibilidade de passagem para a amostragem de informações.*



mos criando uma "folga" — em outras palavras, um distanciamento temporal dos níveis captados. Sob tais circunstâncias, o sinal amostrado, que ocupa um intervalo de tempo sensivelmente menor que aquele dedicado (disponibilidade) ao canal a ser "examinado", estará forçosamente afastado dos níveis que o antecedem e sucedem (conforme sugere a fig. 130). Torna-se portanto adequado, nesse ponto, fazer alguns comentários práticos a respeito dos valores de tempo envolvidos na fase multiplexadora de sinais amostrados, para uma melhor avaliação desses fatores.

Quantificando os tempos de amostragem e a disponibilidade de passagem

Vamos partir da hipótese de que o dispositivo de chaveamento utiliza-se de uma taxa de amostragem de 8 000 Hz — equivalente a um período de 125 μs, ou seja, um mesmo sinal, ao ser amostrado no instante T = 0 s, seria novamente levado em consideração apenas no instante t = 125 μs. Podemos, a princípio, inserir uma série de outras informações nas ocorrências intermediárias entre 0 e 125 μs, visando o melhor aproveitamento do tempo "desperdiçado". Supondo a presença de "m" sinais simultâneos à entrada do bloco de chaveamento e a dedicação de "x" μs deste para cada informação (onde "x" corresponde à disponibilidade de passagem),

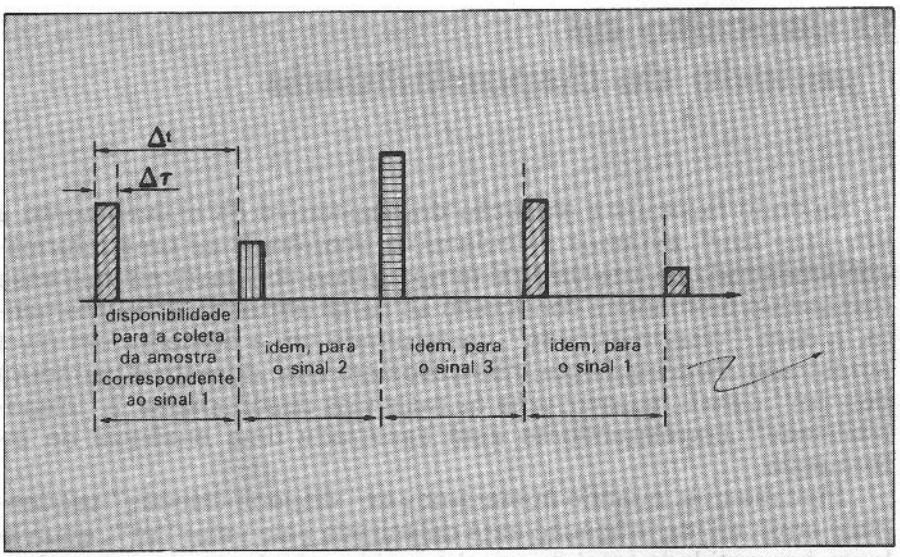


Fig. 130 — *Caso em que o tempo de disponibilidade de passagem é superior ao da coleta de sinal.*

podemos avaliar o número total de informações que podem ser multiplexadas através da seguinte relação:

$$\text{n.º máximo de informações multiplexadas (m)} = \left[\frac{125}{x}\right] \text{(x em μs)}$$

Um valor prático para a disponibilidade de passagem poderia ser dado pelo tempo de 3,9 μs, dedicados à amostragem de cada canal. Destes, apenas 2 μs portarão efetivamente o sinal coletado, proveniente do acionamento do bloco chaveador. Conseqüentemente, teríamos para "m" (número de informações multiplexadas) o seguinte limite:

$$m = \frac{125}{3{,}9} = 32 \text{ informações}$$

sob a condição de disponibilidade de passagem já citada.

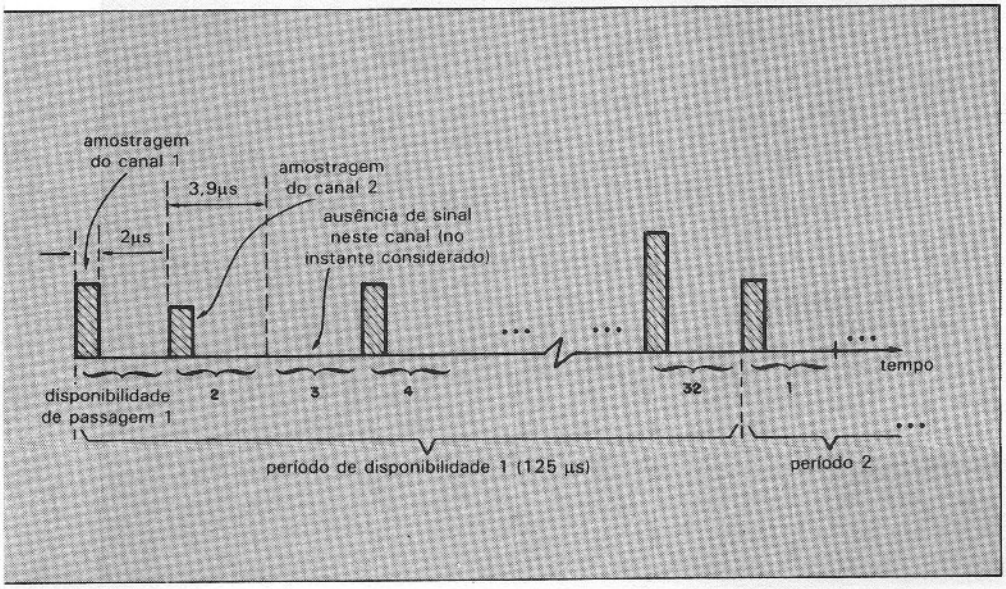


Fig. 131 — *Exemplo de uma composição de sinais amostrados, com um equipamento TDM/PCM de 32 canais.*

O conceito de "período de disponibilidade

Quando fazemos a alocação do dispositivo de chaveamento a um dado sinal, estamos vinculando a ocorrência de uma informação amostrada ao intervalo de tempo (disponibilidade) em que esse dispositivo permanece conectado ao canal portador. Evidentemente, a cada "disponibilidade" corresponde um e somente um nível amostrado. Paralelamente, nos casos em que, durante a varredura dos "m" canais, surgem uma ou mais vias desocupadas, à "disponibilidade" correspondente está associada uma ausência de informação.

Perceba que, quando numeramos as "disponibilidades" seqüencialmente, tal identificação está delimitada pelo valor "m", equivalente à quantidade total de canais varridos. Após a coleta do m.º sinal, o ciclo de varredura se reinicia, a partir da primeira informação. Em conseqüência, ao conjunto de "m" intervalos denominamos "período de disponibilidade", que coincide com o período de amostragem para os sinais a serem multiplexados (125μs, para uma freqüência de coleta de 8 kHz). A figura 131 descreve os conceitos aqui expostos de uma forma sumária.

É preciso, então, codificar essas informações pulsadas e transmitilas — porém, com uma ressalva: a cada pulso codificado deverá corresponder um tempo de emissão, idêntico ao da "disponibilidade de passagem" dessa amostragem. Assim, suponhamos que o pulso representado na figura 132 possua a codificação 00110101. A emissão da informação pulsada, já codificada, ocupará, no caso de uma disponibilidade de passagem de 3,9 μs, 0,4875 μs por dígito ou bit. O processo torna-se idêntico para os demais sinais pulsados, acarretando o envio contínuo de dados digitalizados (as técnicas de emissão de sinais binários serão merecedoras de um enfoque especial, mais adiante, neste mesmo capítulo).

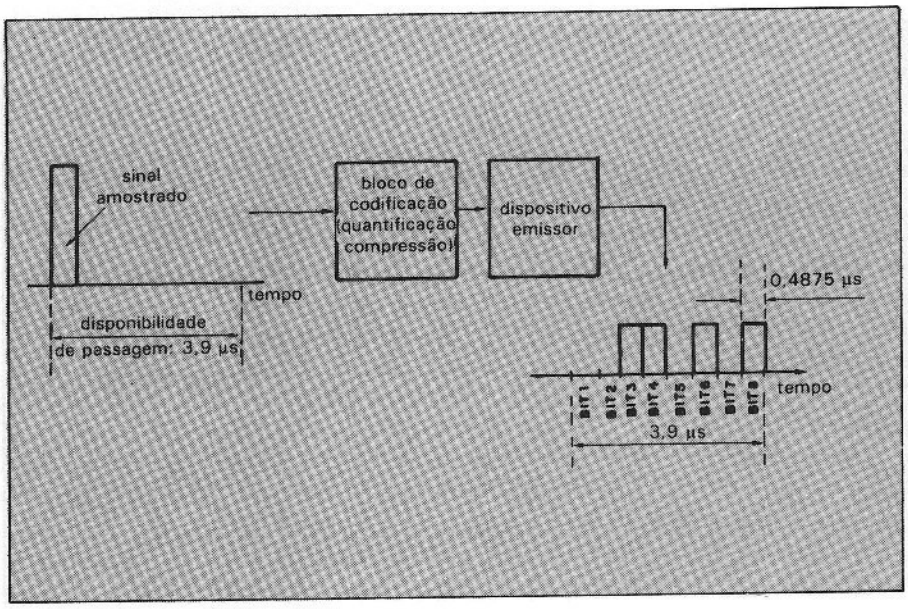


Fig. 132 — *A emissão de sinais amostrados e o tempo de ocupação de cada bit.*

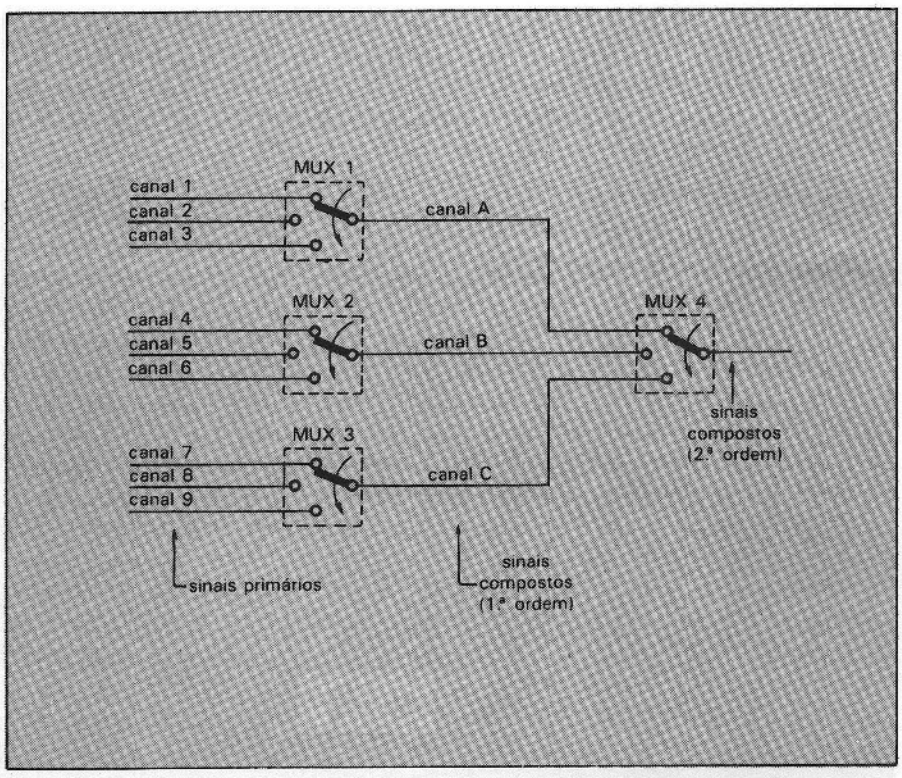


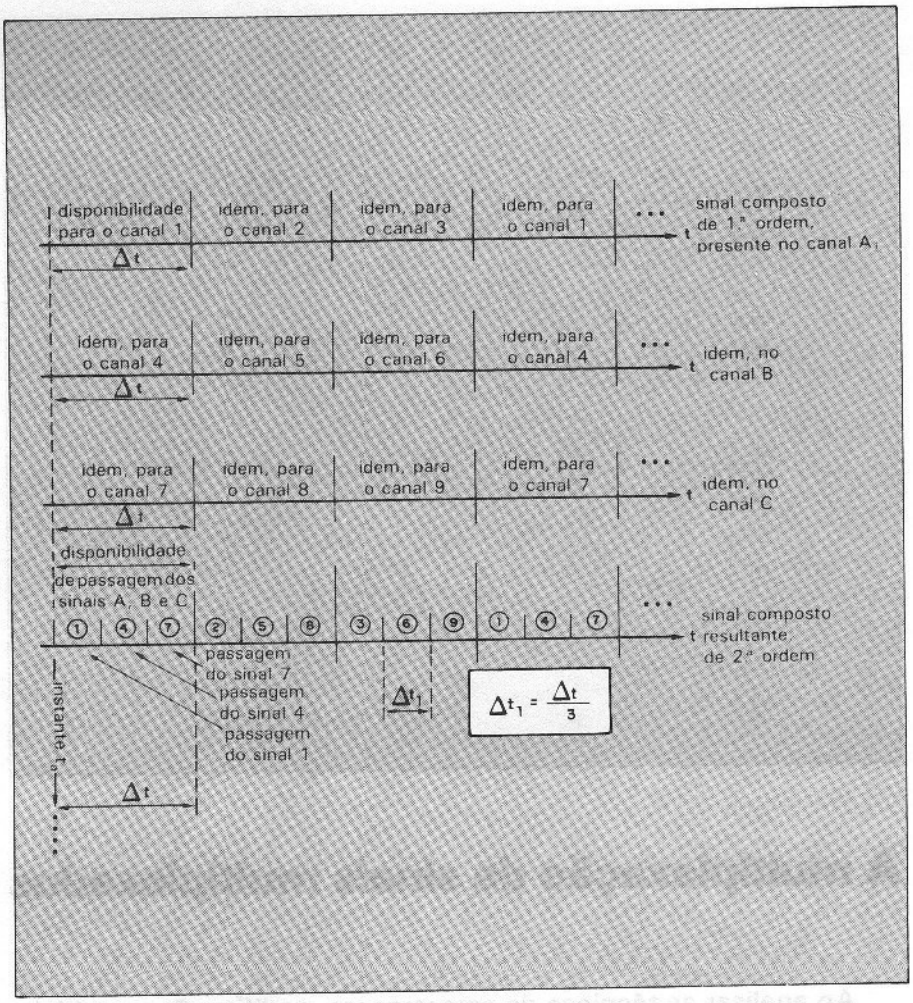
Fig. 133 — *Exemplo de multiplexação de sinais previamente compostos.*

A multiplexação de sinais multiplexados

Ao analisar as técnicas de amostragem, codificação e multiplexação, sempre consideramos válida, implicitamente, a idéia da coleta, digitalização e composição de informações primárias, ou seja, de sinais reais de voz. No entanto, como veremos agora, tais informações poderiam ser também consideradas como constituídas por um conjunto de sinais previamente multiplexados no tempo. Para melhor compreender essa afirmação, fixemo-nos no diagrama esboçado na figura 133, onde foram representados 3 blocos multiplexadores, responsáveis pela composição de 9 sinais, três a três. Para cada informação multiplexada gerada está sendo fornecido um canal de encaminhamento (A, B e C, para o exemplo). Esses sinais originados, pelo fato de serem caracterizados como entradas para um dispositivo multiplexador posterior (MUX 4), são denominados "sinais compostos de 1.ª ordem". O tratamento efetuado por essa seção gerará o sinal composto de 2.ª ordem e assim sucessivamente, para multiplexações adicionais.

Examinemos alguns aspectos com relação à varredura desses elementos multiplexadores: a leitura dos sinais presentes à entrada dos MUX 1, 2 e 3 deve necessariamente acontecer de forma síncrona, isto é, enquanto o MUX 1 está disponível para o canal 1, o MUX 2 deve estar acessível ao canal 4, bem como o MUX 3 para o canal 7. A transição do sinal 1 para o 2 deve acompanhar a substituição do canal 4 pelo 5, a do 7 pelo 8, com um sincronismo semelhante para os demais. O MUX 4, além disso, deverá varrer os sinais compostos de 1.ª ordem (contidos nos canais A, B e C), enquanto hou-

Fig. 134 — *Representação temporal das disponibilidades de passagem para o exemplo da figura 133.*



ver disponibilidade de passagem para os canais 1 - 4 - 7, reiniciando o ciclo para os sinais 2 - 5 - 8, 3 - 6 - 9 e seguindo-se uma nova coleta de 1 - 4 - 7 etc. Isto implica em uma composição resultante de 2.ª ordem, que apresenta uma seqüência no seguinte estilo: 1, 4, 7, 2, 5, 8, 3, 6, 9, 1, 4, 7, devido às condições de sincronismo impostas. A diagramação da figura 134 exprime algumas diferenciações básicas que são exigidas do MUX 4, com relação aos dispositivos anteriores (1, 2 e 3) a fim de atender às necessidades da multiplexação de sinais compostos de 1.ª ordem.

No exemplo em estudo, verifica-se que o MUX 4 deveria apresentar uma disponibilidade de passagem três vezes inferior à dos blocos anteriores, considerando-se que a função deste multiplexador consiste em coletar os sinais presentes nos 3 canais de entrada (A, B e C), no intervalo de tempo Δt. Para cada um dos sinais, o MUX 4 dedica uma margem de tempo $\Delta t_1 = (\Delta t/3)$; note-se, no entanto, que o período de disponibilidade se mantém constante (T), apesar de a faixa de passagem (Δt_1) encontrar-se sensivelmente reduzida (observe a fig. 135). Concluindo, podemos afirmar que a composição de 2.ª ordem exige um multiplexador com velocidade de comutação 3 vezes superior (para a situação em análise) comparada à dos MUX 1, 2 e 3, uma vez que, para cada disponibilidade ocorrida para um sinal primário, é preciso haver 3 verificações (pertinentes a 3 sinais primários), que acontecem simultaneamente.

Taxas de transmissão

Exprimindo a velocidade dos sinais compostos em termos de "taxa de transmissão", ao adotarmos a hipótese da quantificação em 256 níveis, teremos, para cada amostra tomada, uma codificação formada por 8 dígitos (ou bits), originados a partir do patamar equivalente à amplitude do pulso coletado. Assim, a cada disponibilidade de passagem acontecida, permitimos o trânsito de 8 bits. Como cada período de disponibilidade (T) é portador de 3 passagens (para os sinais primários), os sinais compostos de 1.ª ordem possuem uma taxa de transmissão determinada por $3 \times 8 = 24$ bits/período de disponibilidade. Por outro lado, como o período de disponibilidade é dado pelo inverso da freqüência de amostragem, ao impormos para ela o valor de 8 000 Hz, obteremos um período de 0,125 μs, fornecendo uma taxa de transmissão de:

$$\left.\begin{array}{l} 24 \text{ bits} \text{ —— } 0{,}125\ \mu s \\ x \text{ —— } 1\ s \end{array}\right\} \quad x = \frac{24}{0{,}125\ \mu s} = 192 \text{ kbits/s}$$

para o sinal composto de 1.ª ordem. Já o sinal primário é caracterizado por uma taxa de transmissão de 8 bits/período de disponibilidade, ou seja: $(8/0{,}125)\mu s = 64$ kbits/s. Para o sinal composto de 2.ª ordem, o cálculo é efetuado sabendo-se que a cada período de

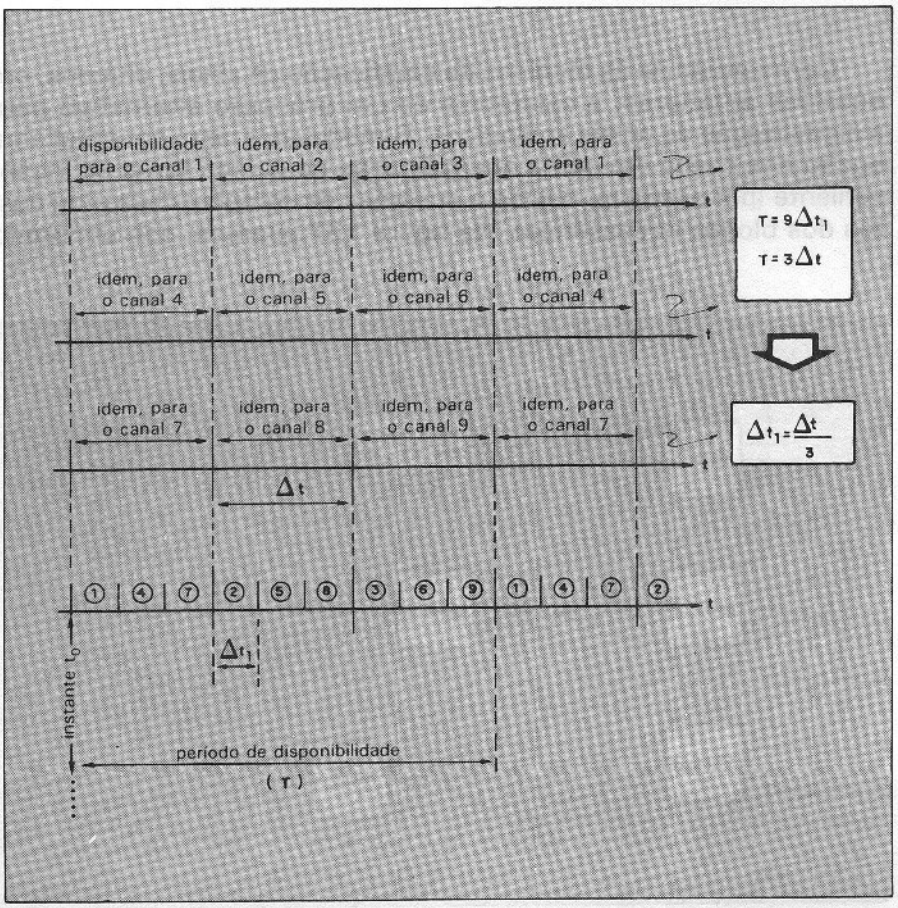


Fig. 135 — *Relação entre o período de disponibilidade e a disponibilidade de passagem.*

disponibilidade estão presentes 9 conjuntos de sinais amostrados; portanto, a taxa de transmissão é dada por:

$$\underbrace{3 \times 3}_{9} \times 8 = 72 \text{ bits/período de disponibilidade}$$

$$\left.\begin{array}{l} 72 \text{ bits} \text{ —— } 0{,}125\ \mu s \\ x \text{ —— } 1\ s \end{array}\right\} \quad x = \frac{72}{0{,}125} = 576 \text{ kbits/s}$$

A figura 136 exibe as taxas de transmissão para os 3 gêneros de informações em trânsito nesse exemplo: os sinais primários, os compostos de 1.ª ordem e os compostos de 2.ª ordem. Concluímos, pelas indicações fornecidas, que a taxa de transmissão à saída de um equipamento multiplexador genérico é dada pelo produto da taxa presente à entrada do mesmo com o número de canais a serem compostos. De fato, a saída do MUX 4 apresenta uma taxa de 576 kbits/s, proveniente de 3 canais compostos de 1.ª ordem, cada qual com uma velocidade de 192 kbits/s (192 kbits/s × 3 = 576 kbits/s).

Os princípios estudados de multiplexação de sinais multiplexados podem ser estendidos para um número maior de informações primárias, e os tipos de sinais compostos podem ser ampliados (3.ª, 4.ª, 5.ª ordem), utilizando-se sempre, porém, uma filosofia de implementação semelhante à examinada aqui.

Modulação e demodulação delta

Com referência às técnicas de codificação de sinais, citamos, em ocasiões anteriores, a existência de um processo alternativo para a digitalização de níveis analógicos. O modulador delta constitui uma opção nos casos em que a quantificação de pulsos torna-se inconveniente (por exemplo, devido a questões de complexidade e/ou custos dos blocos necessários). Na figura 137 aparece, sob um ponto

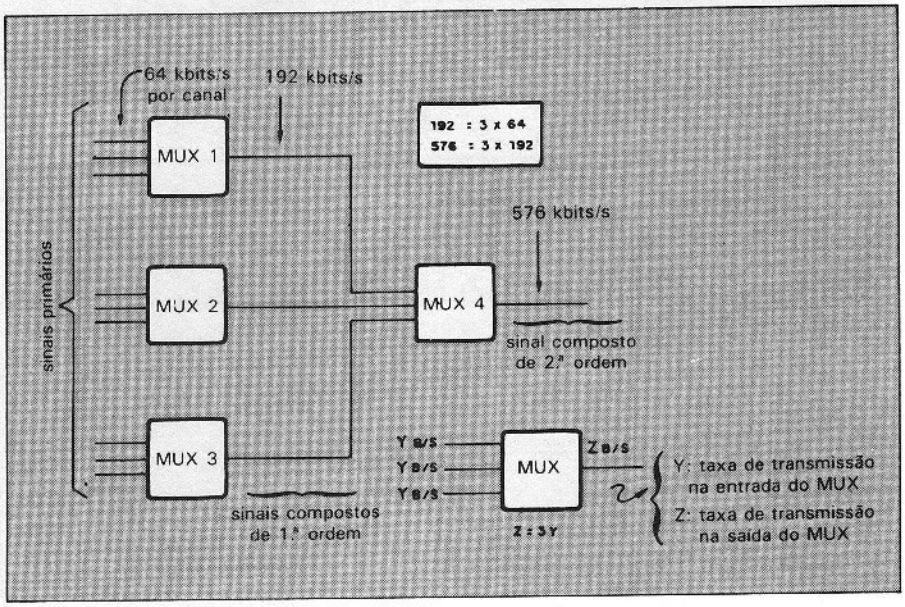


Fig. 136 — *Taxas de transmissão nas diferentes fases de multiplexação.*

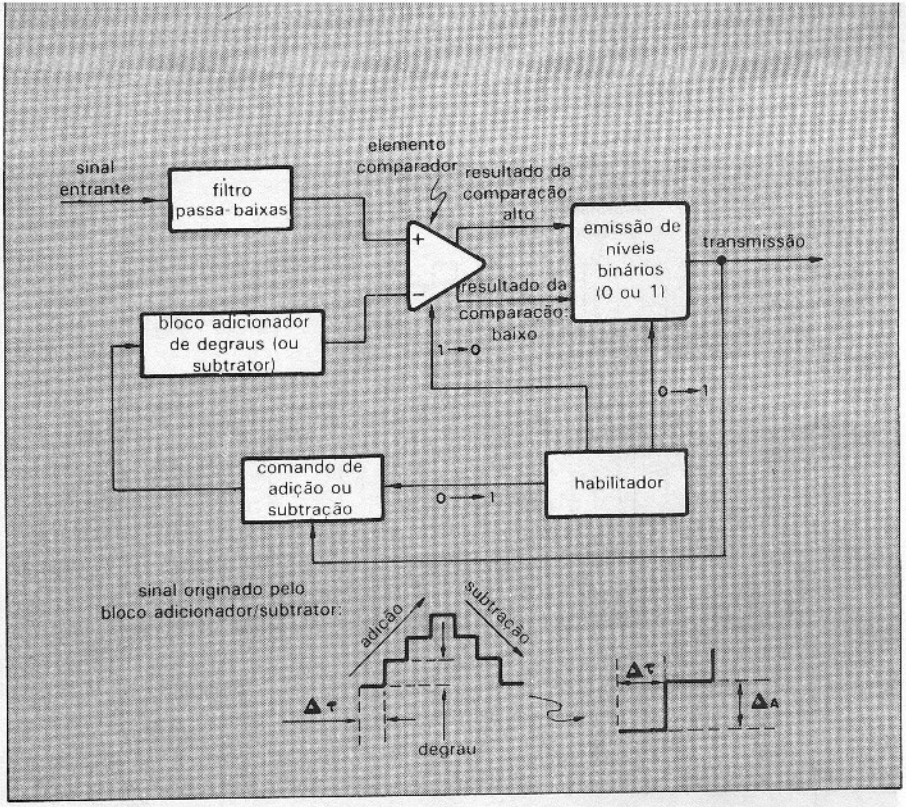


Fig. 137 — *Princípio de operação de um modulador delta.*

de vista genérico, o diagrama em blocos característicos do modulador delta.

A idéia do modulador está fundamentada na geração de uma rampa formada por degraus de passo "ΔA" e duração "Δτ". A amplitude dessa rampa, a um dado instante (determinado, por exemplo, pela transição de 1 a 0 do comando habilitador), é comparada com o sinal analógico injetado no modulador. Em conseqüência, duas coisas podem ocorrer: 1) a amplitude do sinal analógico supera a da rampa e 2) a amplitude do sinal analógico é inferior à dela. No primeiro caso, o sinal analógico a ser codificado, após ser inserido em um filtro passa-baixas — destinado a bloquear as componentes de freqüência acima de 3 400 Hz, em se tratando de sinais telefônicos —, é aplicado à entrada de um bloco comparador. Paralelamente, o bloco adicionador recebe instruções provenientes do comando de adição, gerando em sua saída uma série de degraus ascendentes, os quais tenderão a acompanhar o trajeto da informação analógica. Enquanto os degraus (acumulados) não atingem a amplitude do sinal, o comparador, cuja segunda entrada está conectada à saída desse adicionador de degraus, impõe uma saída de nível elevado.

Quando a rampa gerada pelo adicionador de degraus supera a amplitude da informação entrante, o comparador caracteriza essa situação através de uma saída complementar, de nível baixo. Por outro lado, o bloco emissor de níveis transmite pulsos "1" ou "0", em função do acionamento do habilitador (transição de 0 para 1) e da situação presente à saída do elemento comparador. Uma amostra do sinal transmitido está presente no comando de adição ou subtração, decidindo se a rampa deve subir ou descer de um degrau, tomando-se como base o *status* do sinal transmitido. A figura 138 fornece-nos uma noção do funcionamento desse modulador. Nela estão representados o sinal de entrada, a rampa originada, o comando habilitador e a informação digitalizada transmitida, todos referenciados em relação ao tempo.

Observe a divisão efetuada, por razões didáticas, do comportamento dos sinais em 28 intervalos. Nos trechos 1 e 2, a rampa é

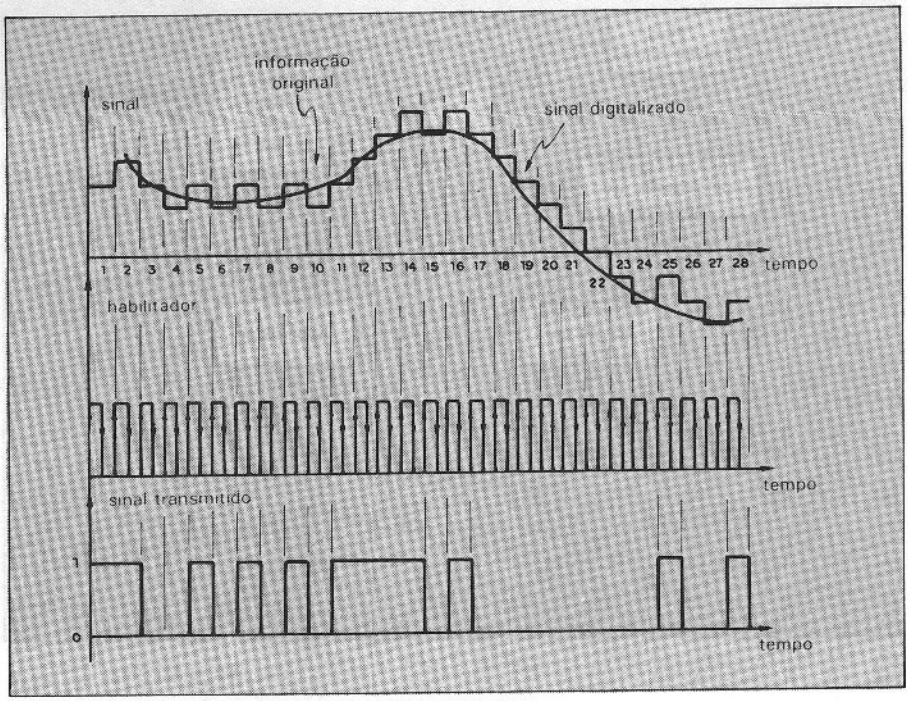


Fig. 138 — *Diagramas temporais da modulação delta.*

crescente, visando atingir o traçado do sinal. Veja que, por exemplo, ao se iniciar o intervalo n.º 2, o habilitador altera seu estado de "0" para "1". Como a saída do comparador é elevada (pois na transição anterior do comando habilitador foi efetuada uma comparação com resultado "1"), o sinal transmitido também será, impondo, por sua vez, um comando ascendente — que vai acionar o bloco adicionador de degraus. Assim, durante o segundo intervalo, a rampa é acrescida de um patamar positivo.

Todavia, a passagem do habilitador do estado "1" para o "0", nesse segundo trecho, ativa a comparação, agora inversa à situação anterior, pelo fato de que a rampa acaba de superar a informação analógica. Logo, ao início do terceiro intervalo, ao ser novamente atuado o habilitador, o sinal transmitido consiste em um nível baixo, dado analisado pelo comando de adição/subtração, com o bloco adicionador/subtrator de degraus impondo um degrau descendente. O processo é sucessivamente repetido para os demais intervalos, sempre, no entanto, adicionando-se ou subtraindo-se um degrau (mas **nunca** mantendo-se o nível do patamar constante por mais de um intervalo), havendo a clara tendência de acompanhamento da informação original.

A figura 139 esquematiza o diagrama em blocos do demodulador delta, o qual destina-se a recuperar o sinal analógico a partir dos dados digitalizados captados. Verifique, inclusive, que os blocos constituintes do demodulador são essencialmente os mesmos men-

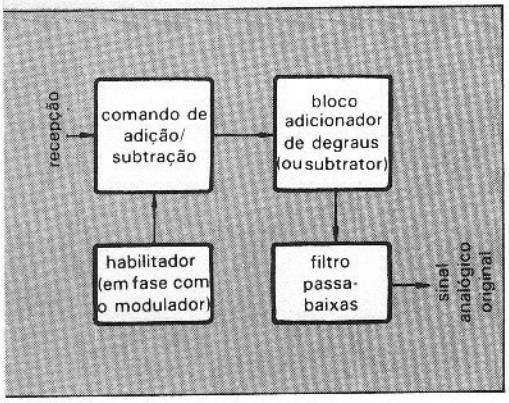


Fig. 139 — *Princípio de operação de um demodulador delta.*

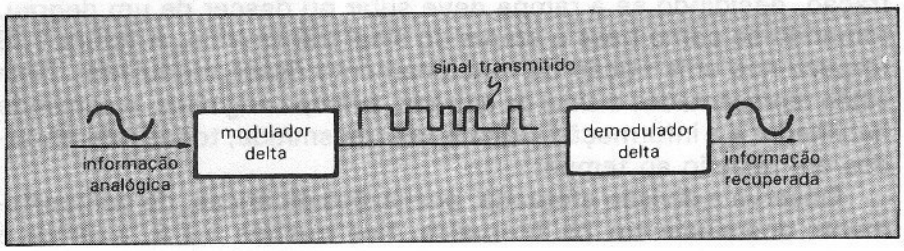


Fig. 140 — *Resumo do processo de modulação/demodulação delta.*

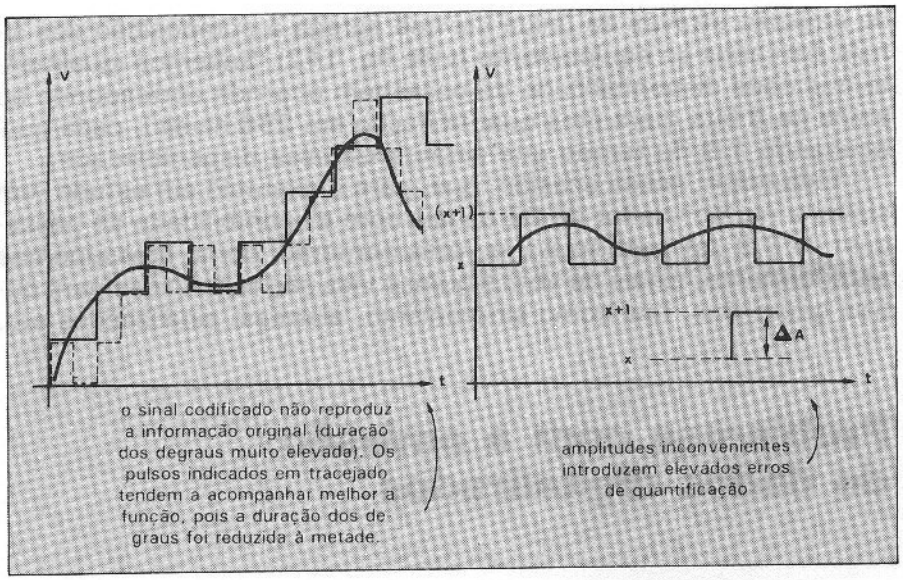


Fig. 141 — *Os dois parâmetros principais na modulação delta: duração e amplitude dos degraus.*

cionados na análise do modulador. Está confirmada, então, a maior simplicidade desse método, em relação aos sistemas de codificação de pulsos estudados. Finalmente, através da figura 140, obtemos uma visão global do processo de modulação e demodulação delta.

A modulação delta e dois importantes parâmetros

A correta codificação segundo os princípios da modulação delta consiste em se considerar dois fatores de suma importância: a amplitude do degrau e sua largura (ou duração). O sinal a ser codificado não pode, em hipótese alguma, variar tão rapidamente a ponto de os patamares gerados não o acompanharem (conforme sugere a fig. 141). Desta forma, a escolha do tempo de duração do degrau está condicionada à componente de máxima freqüência que o constitui; assim quanto menor o tempo, maior será a largura de faixa requerida pelo meio de transmissão. Um outro ponto a ser notado refere-se à correta escolha da amplitude desses degraus, na transição de um patamar a outro, pois a adoção de amplitudes inadequadas poderia implicar em elevados erros de quantificação. Logo, é imprescindível um bom estudo da influência desses dois parâmetros, de modo a se obter uma modulação delta aceitável.

TDM/PCM e a transmissão de sinais codificados

Como é de nosso conhecimento, os sinais amostrados, após as fases de compressão e codificação, estão aptos a passar à etapa

de emissão através da única via que agrega a composição dos sinais aplicados ao equipamento (vide fig. 142). Sabemos igualmente que cada disponibilidade de passagem ocorrida corresponde ao envio de 8 bits (para uma quantificação em 256 níveis), cada qual ocupando 1/8 do tempo que caracteriza essa disponibilidade.

Vale notar, nessa ocasião, que, para o exemplo em estudo (um sistema multiplexador de 32 canais com disponibilidade de passagem de 3,9 μs), nem todas as rotas conterão, como pressupomos anteriormente, sinais de voz; algumas vias são reservadas para outras operações, tais como sincronismo, alarmes, sinalizações etc.

Problemas com a emissão de dados digitalizados

É intuitiva a exigência, na recepção das informações digitalizadas (englobando os canais de voz, sincronismo e sinalizações), de se identificar corretamente o início e o término do pulso (ou ausência de pulso) caracterizador do estado "1" ou "0". Apesar de que, sob as circunstâncias apresentadas, tais pulsos exibem uma largura que é dada pela disponibilidade de passagem dividida pelo número de bits necessários para a quantificação do sinal amostrado — ou, em outros termos, a informação binária ocupa a totalidade do tempo reservado (para o exemplo, 3,9 μs) para a transmissão da cadeia de dígitos —, devemos, de alguma forma, introduzir marcas para delimitar o princípio e término da emissão de cada caractere biná-

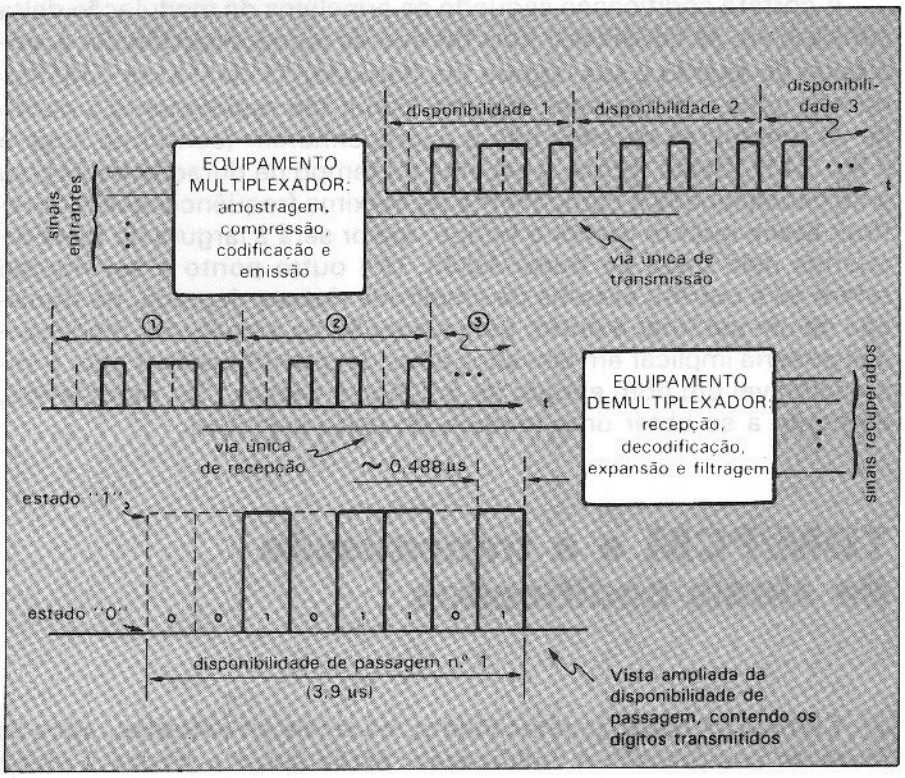


Fig. 142 — *Transmissão/recepção de sinais digitalizados no sistema PCM.*

rio (sem alterar, no entanto, os tempos alocados a cada bloco de dados), sob o risco de cometer erros de interpretação dessas informações. Como exemplo dessas falhas, analisemos os casos ilustrados na figura 143.

O trem de pulsos representado na situação n.º 1 contém uma longa cadeia de estados "1" — os bits 2 a 6 referentes à 1.ª disponibilidade e os bits 1 a 7 contidos na 2.ª, considerando-se ainda a não alteração de estado do 8.º bit da 1.ª disponibilidade ao 1.º bit da 2.ª disponibilidade. Percebe-se facilmente que há uma dificuldade implícita no isolamento das partições binárias, devida a vários fatores; entre eles, a degradação (ou distorção) dos pulsos enviados ao longo da linha e a não conveniência da criação de circuitos complexos, que possibilitariam o isolamento das oito parcelas em cada disponibilidade ocorrida.

O mesmo ocorre, evidentemente, na hipótese descrita na 2.ª situação, agora com relação ao estado "0". Note o problema que ocorre quando os bits são reconhecidos individualmente, pela falta de um artifício responsável pelo "sincronismo" de cada dígito transmitido e captado.

Já o quadro que se apresenta na 3.ª situação é diverso dos anteriores. Nesse não observamos longas cadeias de estados "0" ou "1"; ao contrário, as transições que ocorrem em cada disponibilidade são variadas, havendo maior facilidade na partilha dos bits. Todavia, conforme ilustra a figura 144, o valor médio de tensão do sinal transmitido torna-se considerável (ao associarmos, por exemplo, 5 V ao estado "1" e 0 V ao estado "0") — fato que, diga-se de passagem, também está presente nos dois primeiros casos estudados.

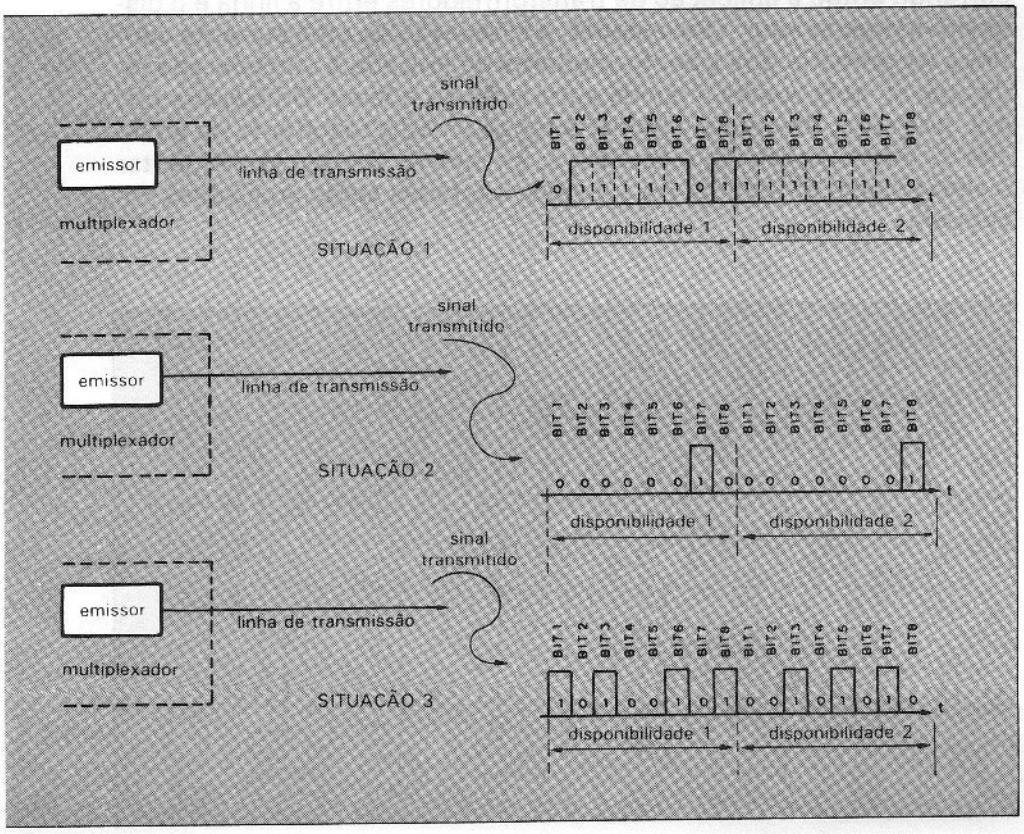
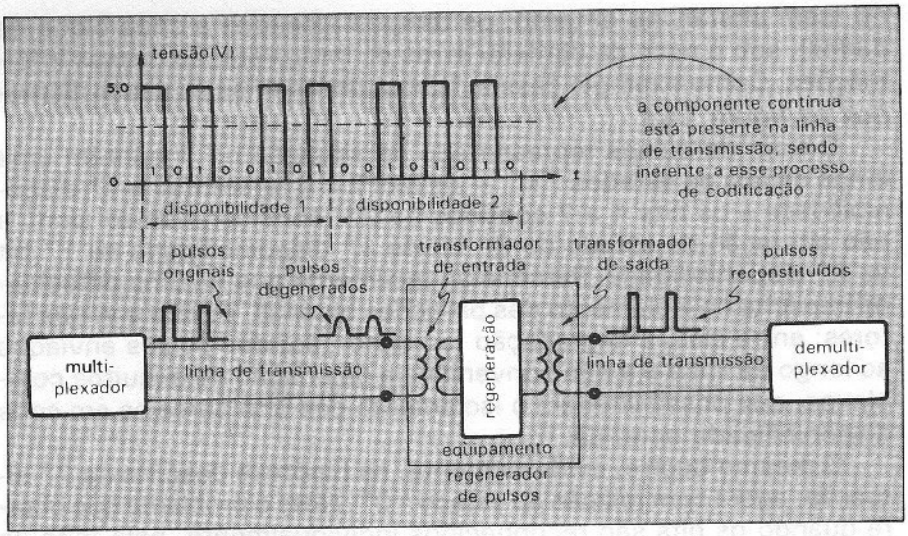


Fig. 143 — *As várias situações possíveis de sinal na linha de transmissão.*

Fig. 144 — *Representação da etapa de regeneração da informação pulsada.*



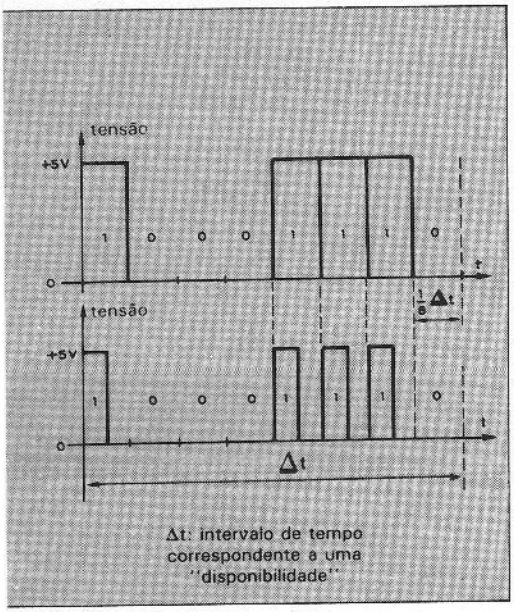


Fig. 145 — *Comparando as técnicas RZ e NRZ de codificação.*

E quais seriam os empecilhos surgidos ao se manter esse nível de tensão na linha de transmissão? Como já citamos anteriormente, a linha transmissora pode ser considerada como uma das causas de ditorções dos pulsos. Na hipótese de utilização de cabos (linhas físicas) como elemento transmissor, tal problema pode ser contornado com a introdução de dispositivos regeneradores dos pulsos gerados, que se encarregariam de reconstituir os sinais originalmente transmitidos, partindo da informação degenerada. Porém, tais circuitos pressupõem um isolamento elétrico entre a linha de entrada e a conectada em sua saída. Além disso, torna-se necessário o acoplamento magnético (para o livre trânsito do pulsos binários), decorrendo então a aplicação de transformadores entre a linha e o dispositivo regenerador. Obviamente, a circulação de uma corrente contínua no primário dos transformadores de entrada é considerada indesejável, pois auxilia a rápida saturação do núcleo. De alguma forma, portanto, devemos eliminar a tensão média resultante da emissão de informações digitalizadas, e, ao mesmo tempo, implementar o sincronismo entre bits. As soluções adotadas serão analisadas em seguida.

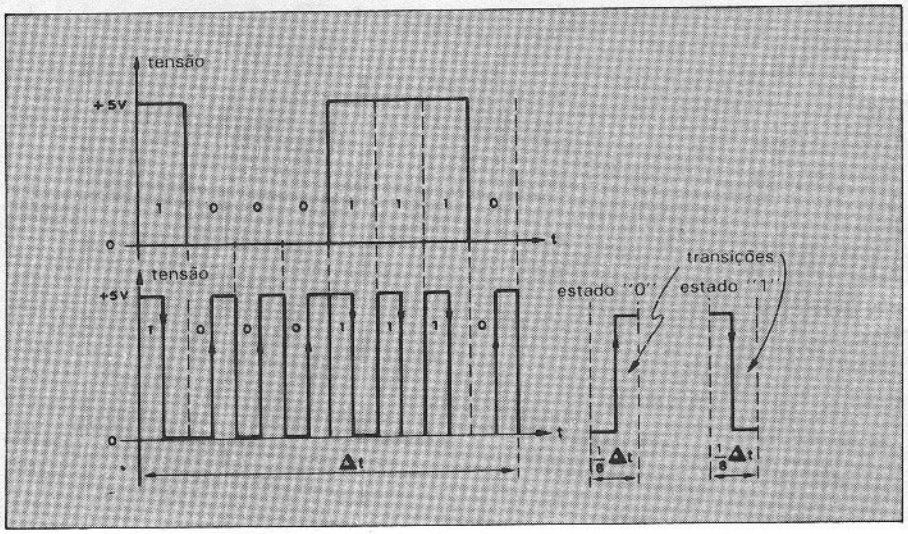


Fig. 146 — *As técnicas NRZ e Manchester comparadas entre si.*

Técnicas de codificação e emissão dos pulsos digitalizados

A figura 145 indica uma situação na qual, a cada 1/8 do intervalo disponível para cada canal, temos o retorno do pulso correspondente ao estado "1" antes de terminado o período. Com isto, criamos uma "marca", ou seja, uma transição presente sempre que o dígito "1" é transmitido, o que facilita a sincronização desses bits. Tal técnica, denominada "retorno a zero", ou mais simplesmente RZ, não soluciona, porém, a questão das delimitações para se identificar uma cadeia de bits "0", e muito menos a da componente contínua agregada à seqüência de pulsos transmitidos. Convém citar que o processo inicialmente apresentado, com a emissão de "uns" e "zeros" durante todo o tempo dedicado a cada bit, é designado por "não retorno a zero" ou NRZ.

Uma segunda solução possível é conhecida pelo nome de "codificação Manchester". O princípio consiste em se transmitir, durante o tempo correspondente a cada bit, um pulso na primeira metade desse intervalo, mantendo a ausência de sinal na segunda metade, sempre que o dígito "1" é enviado (a situação inversa é aplicada para o estado "0"). Vê-se, portanto, que tal sistema de codificação proporciona um excelente artifício para o sincronismo na recepção dos bits — baseado na transição que sempre acontece em cada dígito transmitido, seja "1" ou "0". Mas ele ainda mantém, como inconveniência, uma componente contínua no meio de transmissão (veja a fig. 146).

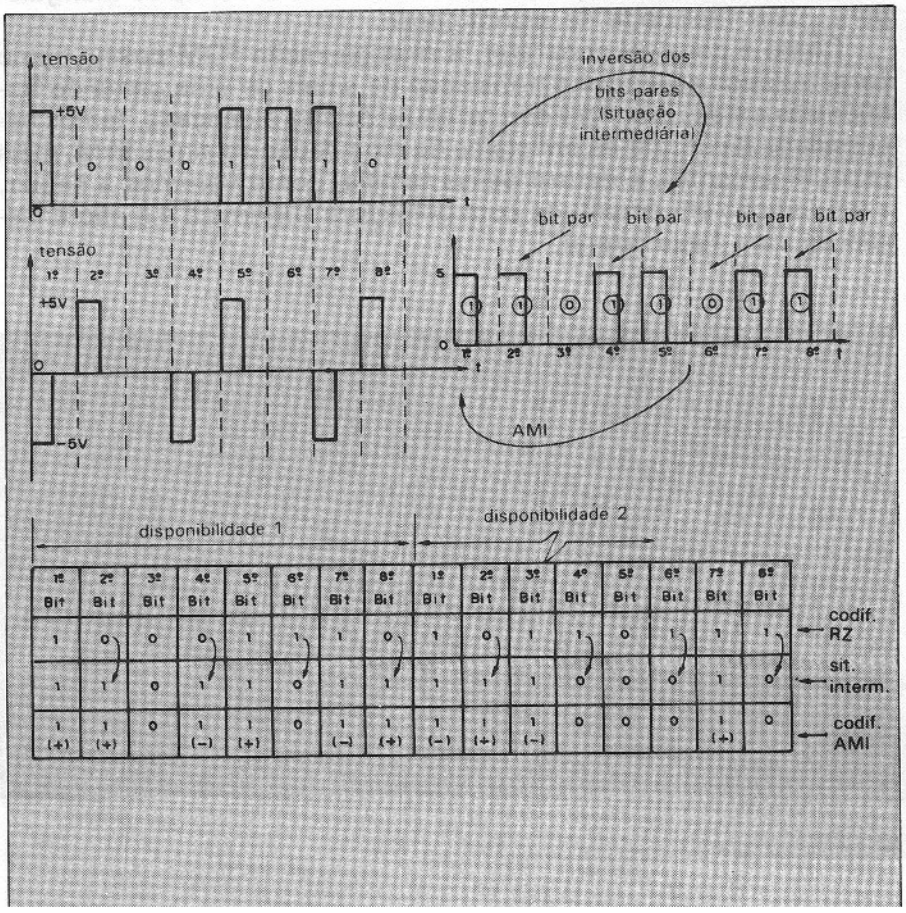


Fig. 147 — *Comparação entre as técnicas RZ e AMI.*

Já a codificação AMI parte do princípio da bipolaridade, baseada na transmissão de pulsos positivos ou negativos, tendendo portanto a cancelar a componente contínua inerente aos processos examinados. Nesta, o dígito "1" pode ser identificado pelos pulsos de polaridades distintas, enquanto que o estado "0" é reconhecido através da não emissão dos mesmos. No entanto, algumas transformações se fazem necessárias com a finalidade de evitar um extenso encadeamento de estados "1" ou "0". Isto é conseguido pela inversão, por exemplo, de todos os bits pares, forçando-se, portanto, uma maior aleatoriedade de eventos. Após esta inversão, cria-se a codificação AMI com a alteração da polaridade de pulsos sucessivos, conforme está representado pela figura 147.

Multiplexação FDM

A técnica de multiplexação FDM (*Frequency-Division Multiplexing*), já superficialmente desenvolvida em um do capítulos anteriores, na apresentação da composição de comunicações em um único canal transmissor, é fundamentada no deslocamento do espectro de freqüências básicas (de 0 a 3 400 Hz) para outras faixas, convenientemente distribuídas — de forma que um conjunto de conversações tenha a possibilidade de ser enviado simultaneamente pela via comum. A figura 148 nos apresenta uma situação na qual 12 conversações são transmitidas por meio de uma adequada alocação do espectro entre 12 e 60 kHz. Observe que para a faixa de voz, consideramos uma margem delimitada por 4 kHz de banda passante, a qual está sendo representada através de um simples triângulo, para maior facilidade de identificação.

Como é possível constatar, a multiplexação FDM possui como característica essencial a translação de sinais de uma gama de freqüências para outra. Para que tal situação seja alcançada, temos necessidade de utilizar os princípios da modulação de sinais (AM, mais especificamente); e dentro dessa família, como veremos a seguir, a modulação em amplitude com portadora suprimida e a não emissão de uma faixa lateral.

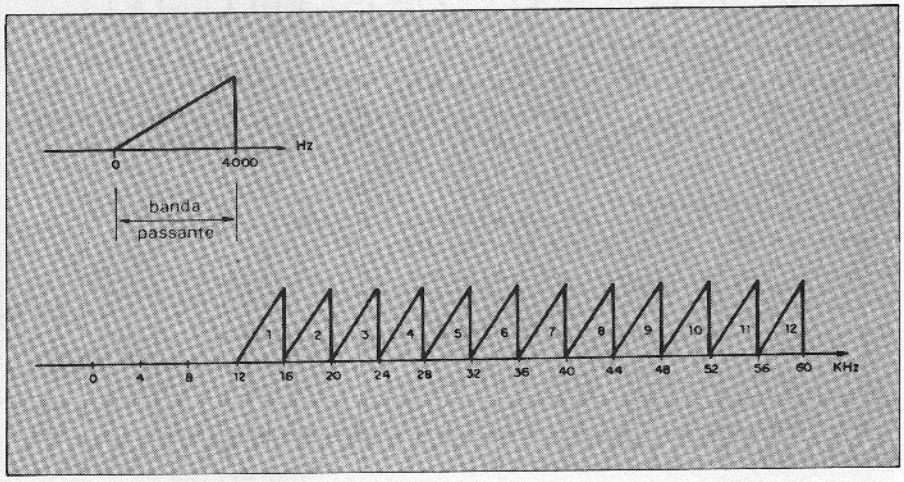


Fig. 148 — *Distribuição de 12 canais de voz ao longo do espectro de freqüências.*

Modulação de sinais

A idéia da modulação, como é de nosso conhecimento, implica no deslocamento proporcional de um conjunto de sinais caracterizados por certas freqüências (na figura 149, f1, f2 e f3). Tal deslocamento pode ocorrer ao longo de qualquer ponto da distribuição freqüencial. Assim, como o exemplo da figura 149 sugere, um sinal composto por parcelas alocadas em f1, f2, f3, afastadas x1, x2 e x3 com relação a Ⓐ, pode ser transladado a outro ponto qualquer do espectro (Ⓑ, por hipótese). Existe a condição, todavia, de que as novas componentes f1', f2' e f3' estejam posicionadas exatamente à mesma distância do ponto Ⓑ. É fácil ver que o valor descrito por Ⓑ − Ⓐ indica "quanto" o sinal em questão foi transladado no domínio da freqüência.

Vários tipos de modulação são conhecidos e empregados, cada qual com características próprias e aplicações determinadas (as modulações em freqüência e em amplitude são duas das mais difundidas). O multiplexador FDM utiliza a técnica da modulação em amplitude com portadora suprimida e filtragem de uma faixa lateral (AM/SSB/SC). Vejamos agora uma explanação sumária de três métodos para modulação em amplitude.

Modulação em amplitude: Estabeleçamos uma situação onde, por hipótese, desejamos deslocar um sinal constituído por uma única componente (em 1 kHz) para uma raia espectral localizada alguns quilohertz adiante (digamos, ao redor de 12 kHz). A modulação em amplitude, sob sua forma mais comum, a modulação em amplitude com faixa lateral duplicada (ou AM/DSB — *Double Side Band*, em inglês), baseia-se na alteração da amplitude de uma senóide a 12 kHz (**portadora**), segundo as variações impostas pela componente do sinal de baixa freqüência (ou **modulador**, que no caso é uma única parcela, na freqüência de 1 kHz). Pelas esquematizações feitas na figura 150 (uma no domínio do tempo e a segunda no da freqüência), notamos os fundamentos da modulação AM/DSB.

Através dos diagramas percebe-se que o sinal modulado resultante é composto por três componentes distintas: uma contendo tão-somente o sinal portador ($E_o \cdot \cos 2\pi f_o t$), responsável por 67% da

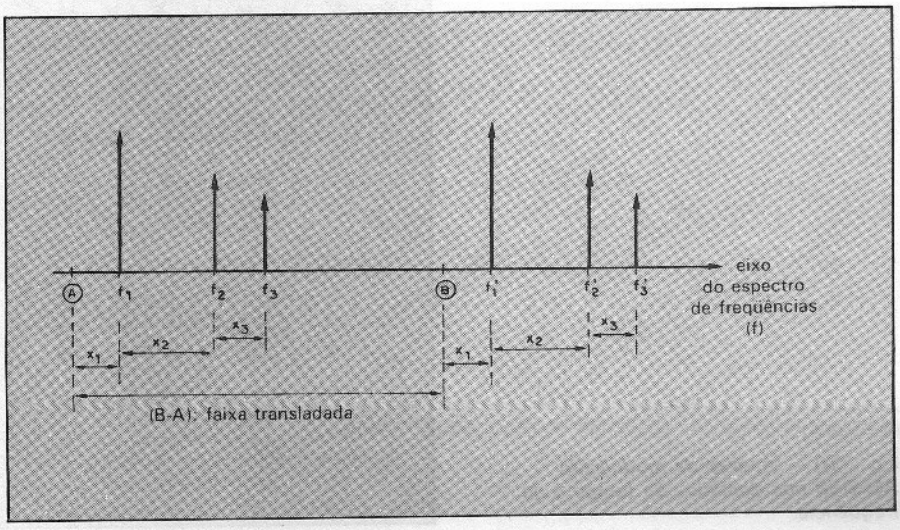


Fig. 149 — *Representação do conceito de modulação de um sinal.*

potência transmitida, no mínimo, sendo inexpressivo na recuperação posterior do sinal original. As duas componentes restantes, situadas nas freqüências $(f_o - f_m)$ e $(f_o + f_m)$, são responsáveis pelos 33% restantes — dependendo das condições da modulação. Ambas as parcelas, por outro lado, contêm a informação original, sendo que aquela posicionada à esquerda da portadora é designada por faixa lateral inferior, enquanto que sua imagem é denominada faixa lateral superior. Em suma, dos 100% da potência transmitida, apenas 33% são aproveitáveis na recuperação do sinal modulador; e desses, apenas 16,5% podem ser utilizados na prática se considerarmos que a correspondente demodulação, em tese, necessita apenas de uma das faixas (inferior ou superior) para extrair a informação desejada. A figura 151 apresenta o bloco modulador AM/DSB e o demodulador associado, juntamente com um registro dos níveis de potência envolvidos do início ao final da demodulação.

AM com portadora suprimida: Com o intuito de transmitir uma quantidade menor de energia, tendo-se em conta a inutilidade do envio da portadora, surgiu uma derivação do processo de modulação anterior, adotando o princípio da supressão da raia portadora (f_o) na formação do sinal modulado. Esse método, conhecido pela denominação AM/DSB/SC (*Double Side Band Supressed Carrier*), ou modulação em amplitude com dupla faixa lateral e portadora suprimida, possui a vantagem evidente da economia de potência. A figura 152 descreve o comportamento do modulador, da portadora e da informação modulada, no domínio temporal e freqüencial, para o exemplo já mencionado.

Finalmente pela representação em diagramas de blocos da figura 153 podemos analisar o papel do modulador AM/DSB/SC, bem como o do demodulador correspondente. Note que, quando o sinal modulador se anula, a informação modulada tem sua fase modificada em 180°, uma característica intrínseca desse tipo de modulação.

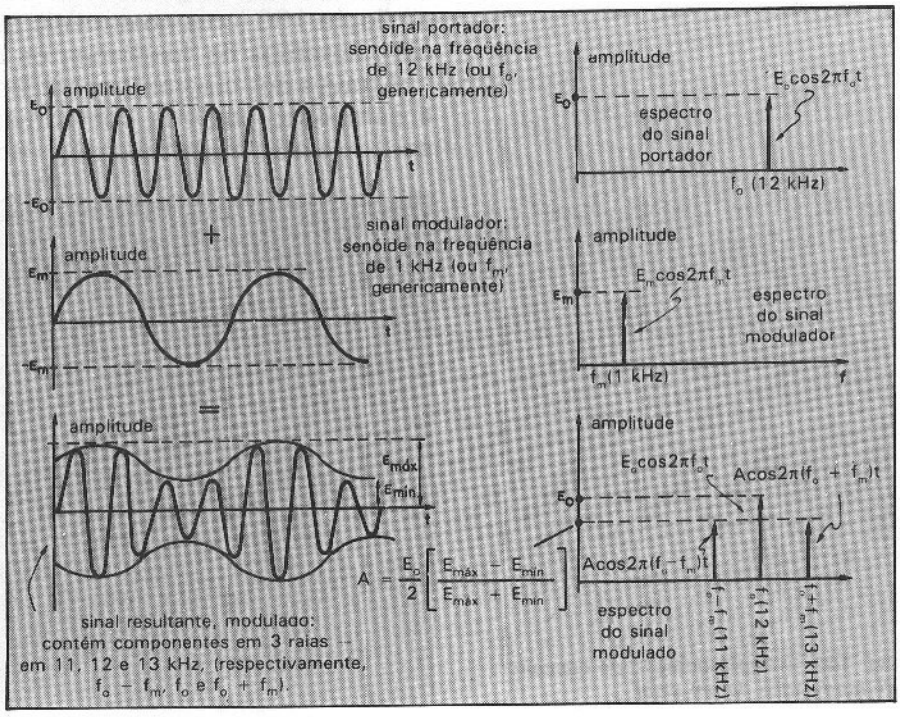


Fig. 150 — *Análise da modulação AM/DSB nos domínios do tempo e da freqüência.*

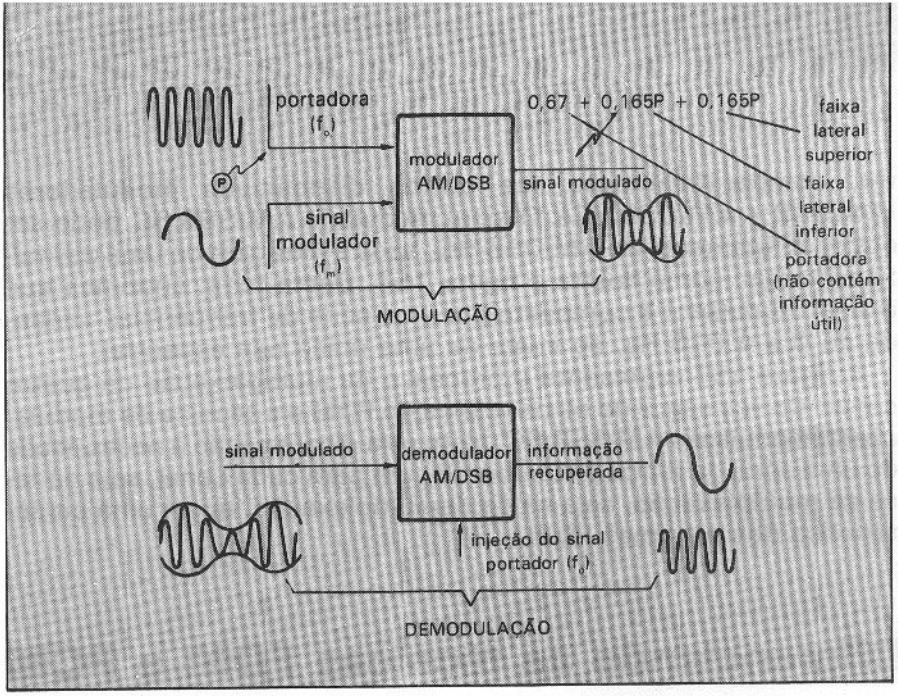


Fig. 151 → *Fases da modulação e demodulação AM/DSB em diagrama de blocos.*

AM com portadora suprimida e faixa lateral única: Considerando-se a inutilidade (em termos de conteúdo da informação original) da portadora e a duplicidade de características nas duas faixas laterais, foi adotada como técnica de modulação para os sistemas multiplexadores FDM a supressão, não só da portadora como também de uma das faixas laterais. Tal princípio nos conduz imediatamente a duas importantes vantagens: 1) a menor potência necessária e 2) a redução da faixa de freqüências transmitidas, causada pela ausência de uma das raias laterais (esquerda ou direita, indiferentemente). Tal método é conhecido pela sigla AM/SSB/SC (*Single Side Band Supressed Carrier*).

A importância da diminuição da largura de faixa está diretamente relacionada com o aumento do número de informações moduladas, que podem estar alojadas em um mesmo intervalo do espec-

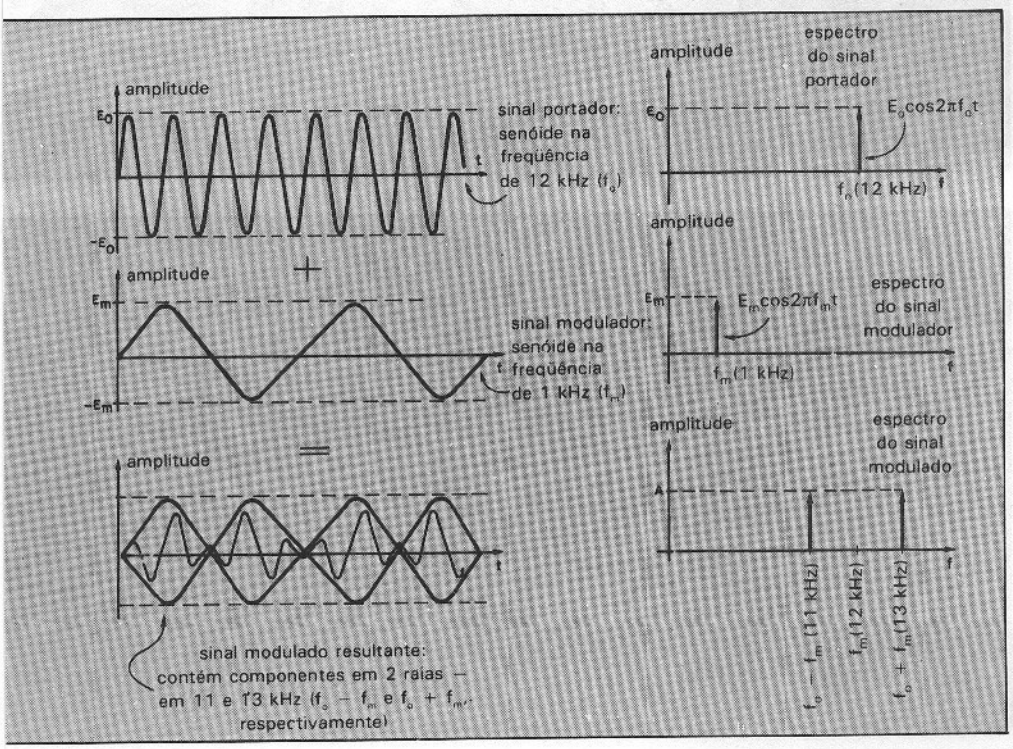


Fig. 152 — *Análise da modulação AM/DSB/SC nos domínios de tempo e freqüência.*

tro, comparativamente aos outros dispositivos moduladores (AM/DSB e AM/DSB/SC). O sinal modulado AM/SSB/SC pode ser obtido diretamente do AM/DSB/SC, após a filtragem de uma das faixas laterais, como ilustra a figura 154. Desta feita, supomos que o sinal modulador é composto por uma série de freqüências variando de 0 a 4 000 Hz, ao invés de uma única raia espectral.

A figura 155 representa o processo da multiplexação de quatro canais de voz segundo os princípios do FDM e a técnica de modulação/demodulação AM/SSB/SC. Note pela diagramação a necessidade de uma série de filtros passa-banda, um para cada canal, seja na fase de multiplexação, seja na de demultiplexação, que é uma característica dos sistemas FDM.

Diferenciando as técnicas FDM e PCM

Podemos descrever os processos de multiplexação exibidos, em relação à largura de faixa ocupada pelo meio de transmissão, sob o seguinte aspecto: a multiplexação no domínio da freqüência reserva parcelas desta faixa para cada canal, durante todo o tempo, ao passo que o sistema TDM utiliza-se de toda a banda para cada

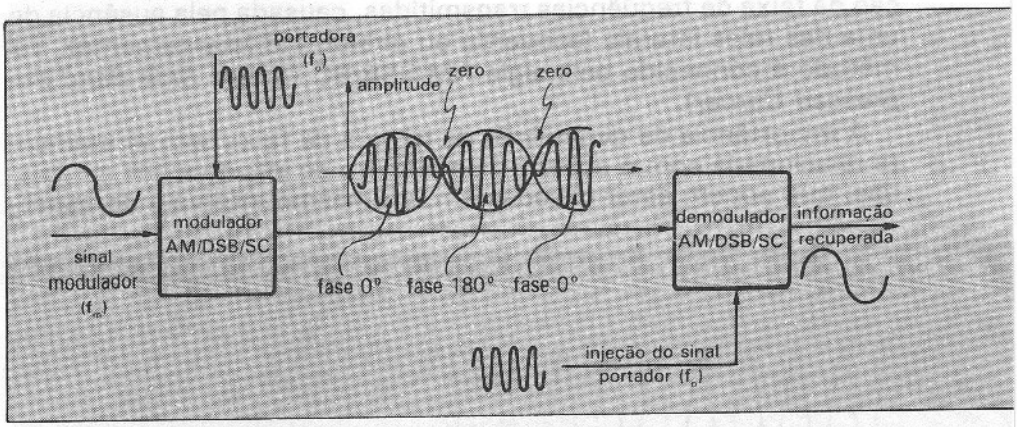


Fig. 153 — *Fases de modulação e demodulação AM/DSB/SC.*

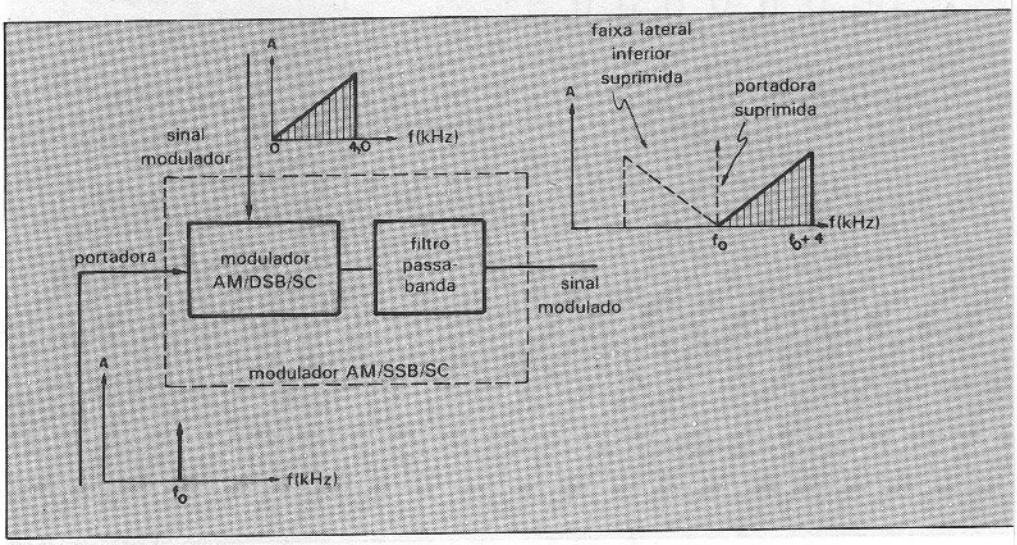


Fig. 154 — *A modulação AM/SSB/SC é obtida pela filtragem de uma das faixas laterais do sinal AM/DSB/SC.*

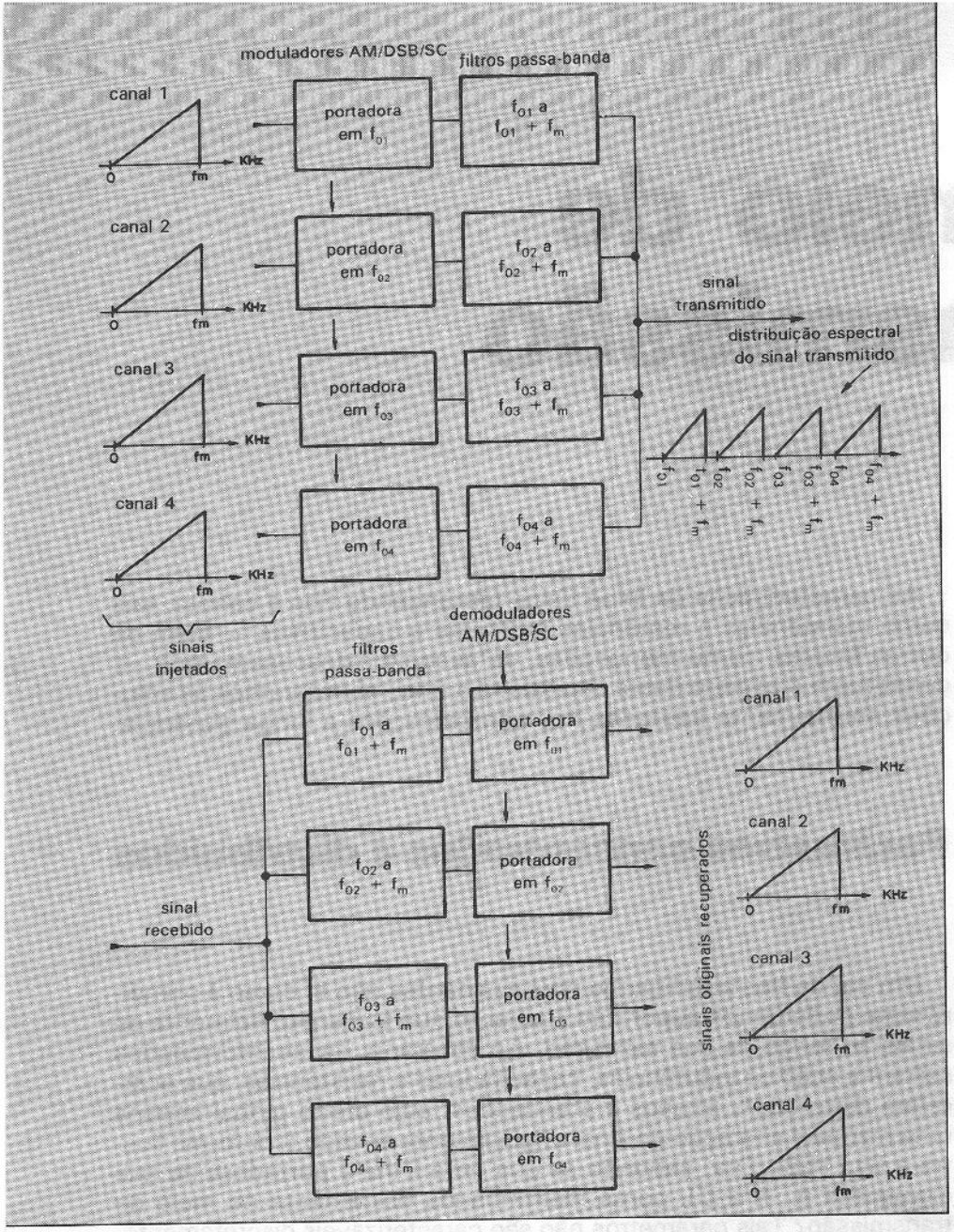
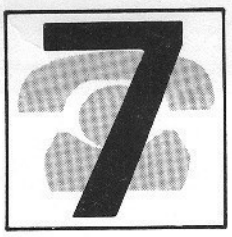


Fig. 155 — *A multiplexação FDM e a correspondente demultiplexação.*

via multiplexada, mas através de uma repartição temporal desta entre todos os canais envolvidos.

Por outro lado, se considerarmos a faixa destinada à transmissão de um certo número de canais telefônicos, veremos que os sistemas TDM exigem uma banda mais ampliada que a do multiplexador FDM, para a execução das mesmas funções. Com efeito, um equipamento TDM, ao transmitir 32 canais simultaneamente, emprega freqüências da ordem de 2 MHz para a emissão dos pulsos codificados, enquanto que o FDM necessitaria de apenas $32 \times 4 = 128$ kHz de banda para o atendimento dos mesmos requisitos. Em contrapatida, os filtros necessários para a multiplexação/demultiplexação em freqüência são bastante caros.

De uma maneira geral, podemos dizer que para comunicação a curtas distâncias, onde os custos do meio de transmissão são reduzidos, os sistemas PCM são mais vantajosos. Para distâncias maiores, onde o meio transmissor responde por uma elevada parcela do preço do equipamento, é conveniente que o mesmo seja simplificado, reduzindo a faixa de freqüências desse meio — sendo portanto adequada a técnica FDM.



O meio de transmissão

As características da linha física (abrangendo fios e cabos), tais como resistências e reatâncias indutivas e capacitivas — além de outros fatores, como atenuações, defasagem e descasamentos —, constituem o escopo deste capítulo. Ao final, abordaremos as soluções normalmente adotadas nas comunicações a longa distância.

Parâmetros concentrados e distribuídos

Um par de fios interligando dois assinantes não é, como à primeira vista poderíamos supor, um elemento que transmite fielmente os sinais ao longo de sua extensão. Ao contrário, essas informações sofrem a ação de indutâncias, capacitâncias e resistências, que acarretam distorções, atrasos e atenuações, cujo efeito global implica uma razoável alteração do sinal originalmente emitido (conforme ilustra a fig. 156). Ora, sabendo-se que uma linha é portadora de tais elementos (L, R e C), como identificá-los fisicamente no meio de transmissão? Tais parâmetros não são caracterizáveis discretamente, isto é, em nenhum ponto específico da mesma é possível individualizar um resistor, um indutor ou um capacitor.

A fórmula encontrada para a representação, visando a análise desses importantes fenômenos, está fundamentada na teoria dos **parâmetros distribuídos**. Em outras palavras, define-se uma certa característica em termos de sua magnitude, relativamente a um certo comprimento físico do meio transmissor (usualmente adotamos o quilômetro como comprimento de referência). Assim são definidas a resistência distribuída (Ω/km), a indutância (H/km) e a capacitância (F/km). Faz-se necessária também a inclusão de um parâmetro adicional: a admitância (℧/km), que está dimensionalmente relacionada à resistência através da inversão de sua unidade de referência ($1\ \Omega = 1\ \mho^{-1}$). Através dessa hipótese, diga-se de passagem, estamos implicitamente supondo como válida a uniformidade dessas distribuições.

Conforme mencionamos anteriormente, a finalidade essencial do modelamento da linha de transmissão reside na necessidade da análise de seu comportamento como dispositivo para o trânsito de informações. Sempre que um modelo matemático for elaborado, existe

a possibilidade de que uma situação indesejável, que poderá ocorrer na prática, seja prevista, estudada e corrigida. Percebe-se, portanto, a importância da criação de uma rede que simule o comportamento da linha de transmissão, a fim de se compreender os fatores que colaboram na alteração das características de uma informação entrante.

Esse modelo, em tese, seria realizado a partir de parâmetros concentrados, comprimindo-se, por exemplo, a indutância distribuída ao longo de 1 km em um componente único, caracterizado por esse valor. O mesmo ocorre, evidentemente, com as capacitâncias, resistências e admitâncias envolvidas. Para a simulação, utiliza-se quadripolos (os quais representam trechos bem determinados da linha de transmissão) contendo os parâmetros concentrados adequadamente alocados. Na seqüência, apresentaremos a formação desses quadripolos, passando depois ao estudo pormenorizado da resistência, indutância, capacitância e admitância, em relação a uma série de condições (tais como dimensões, material do meio transmissor etc.) para linhas paralelas. Mais adiante, neste capítulo, efetuaremos as mesmas considerações para cabos coaxiais.

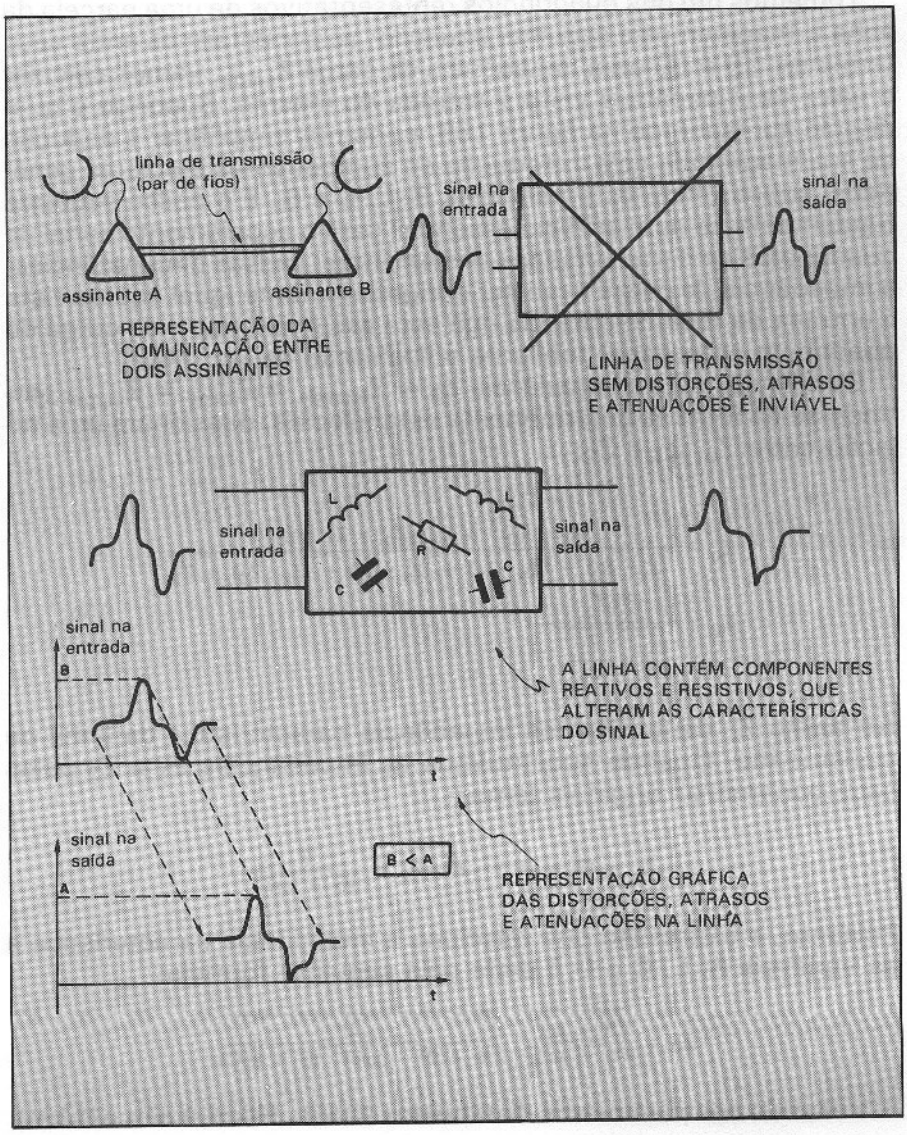


Fig. 156 — *As imperfeições da linha de transmissão.*

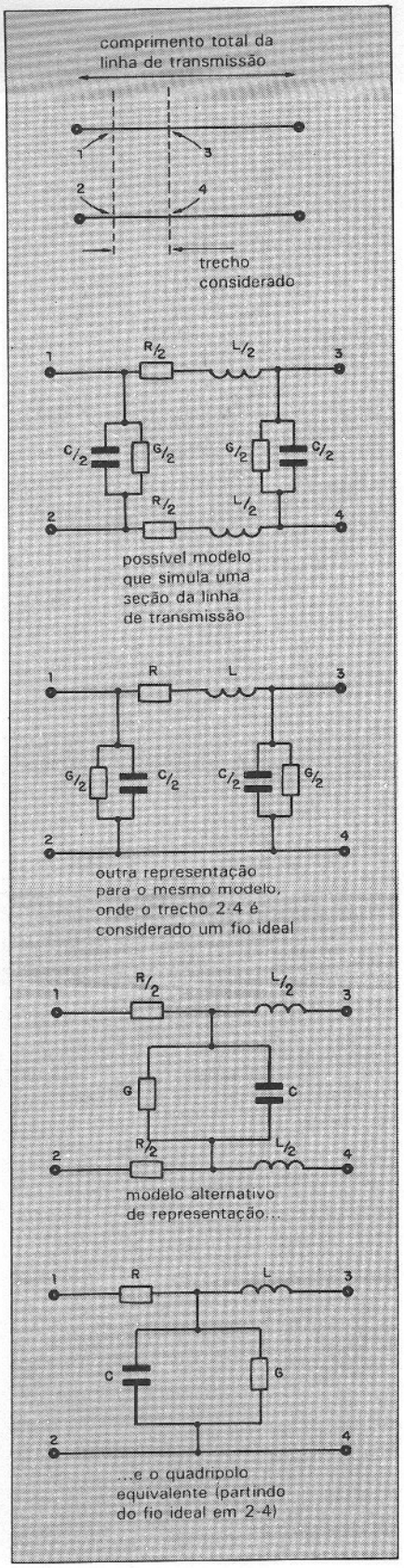


Fig. 157 — *Alternativas de representação dos parâmetros concentrados da linha.*

Parâmetros concentrados e os modelos de linha

Os esquemas da figura 157 ilustram algumas opções para a disposição dos parâmetros concentrados, de forma que seja possível elaborar um quadripolo representativo das propriedades do meio, para uma certa extensão da linha de transmissão. Ao estendermos esse conceito para a linha completa, constatamos que pode ser simbolizada por meio de vários quadripolos conectados em série, de acordo com a esquematização da figura 158. Perceba, no entanto, que, quando um quadripolo é interligado a outro, este último passa a ser tratado como "carga" do primeiro; o primeiro, por sua vez, é tomado como carga daquele que o antecede, e assim sucessivamente. Esta seqüência de "carregamentos", um importante fator a ser avaliado, acarreta a introdução de um parâmetro adicional, que recebe a designação de **impedância característica da linha de transmissão**.

Tomemos um dos quadripolos representativos de uma parcela da linha e imaginemos a seguinte situação: ao conectarmos entre seus terminais ③ e ④ uma impedância de carga Z_{carga}, vamos calcular o valor da impedância visto à entrada do mesmo. Supondo o quadripolo apresentado na figura 159, podemos simplificar a dedução de sua magnitude pela introdução de componentes bipolares genéricos, substituindo os parâmetros R, L, C e G. E o passo seguinte fundamenta-se num artifício essencial para o acoplamento serial de quadripolos de características semelhantes: nessas circunstâncias, a impedância de carga deve ser obrigatoriamente igual àquela vista à entrada da rede, lembrando que esta assume o papel de carga do quadripolo antecessor (observe a ilustração da fig. 160).

Os cálculos para a impedância $Z_0 = Z_{entrada} = Z_{saída} = Z_{carga}$, partindo-se da fórmula anteriormente estabelecida, ocasionam uma relação entre Z_0, Z_1 e Z_2:

$$Z_0 = \frac{Z_0 \cdot (Z_2)^2 + Z_1 Z_2 Z_0 + Z_1 \cdot (Z_2)^2}{(Z_0 \cdot Z_2) + (Z_0 \cdot Z_1) + (Z_1 \cdot Z_2) + (Z_2 \cdot Z_0) + Z_2^2}$$

$$Z_0 = \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{\sqrt{2 + \frac{Z_1}{Z_2}}}$$

Ao termo Z_0 denominamos impedância característica da linha de transmissão. Quando substituímos as impedâncias Z_1 e Z_2 pelos seus parâmetros originais temos:

$$Z_1 = (R + j\omega L) \quad \text{e} \quad Z_2 = \frac{2}{(G + j\omega C)}$$

Portanto, a expressão que relaciona a impedância característica e as variáveis R, L, C e G é dada pela seguinte fórmula:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \cdot \sqrt{\frac{4}{4 + (R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}}$$

Voltando aos parâmetros distribuídos (Ω/km, H/km, F/km e ℧/km),

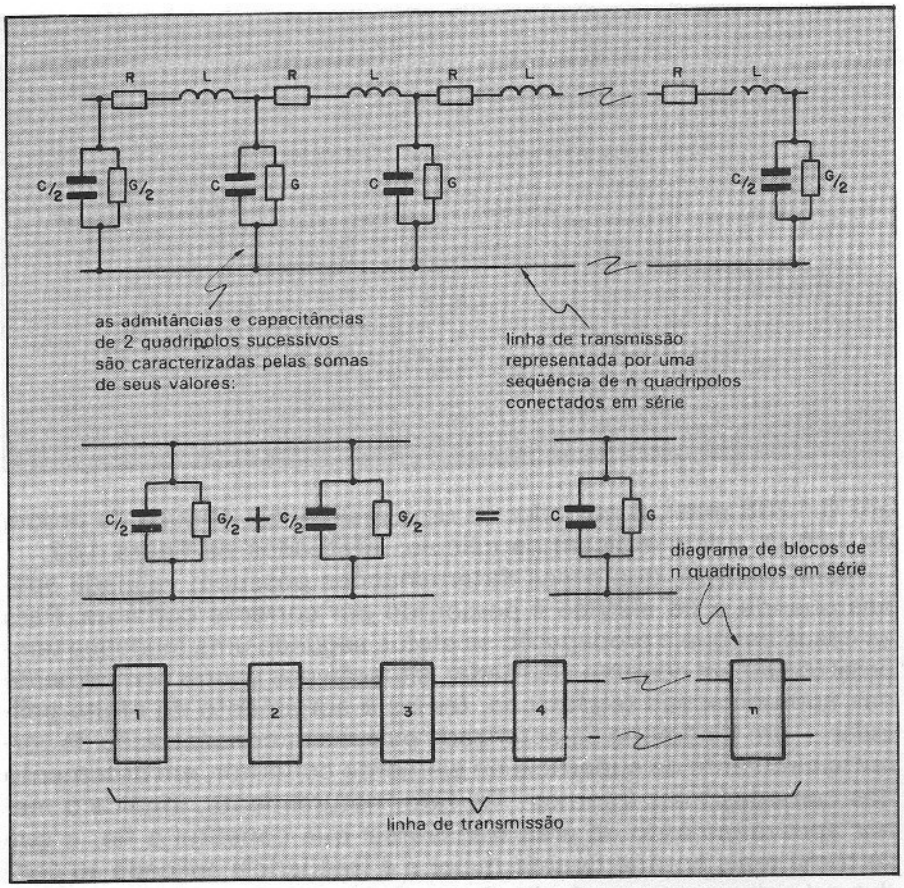


Fig. 158 — *A linha de transmissão representada por quadripolos em série.*

podemos agora aplicá-los à equação anterior obtendo então o valor da impedância característica da linha de transmissão (com base no modelamento considerado), conforme sugere a figura 161. Quando Z_{carga}, por qualquer motivo, diferir de Z_0, surgirá o fenômeno do descasamento da linha de transmissão — uma situação altamente indesejável, que afeta significativamente o comportamento da mesma, influindo nos dispositivos conectados a ela.

Resistência da linha transmissora

Usualmente define-se a resistência de um fio elétrico em função da resistividade e das dimensões físicas do mesmo. Deste modo, podemos afirmar que o parâmetro R depende de ρ (resistividade do material condutor), de seu comprimento c e da área transversal A, segundo a seguinte relação:

$$R = \rho \cdot \frac{c}{A} \quad \begin{matrix} \leftarrow km \\ \leftarrow mm^2 \end{matrix}$$

$$\Omega \rightarrow \frac{mm^2}{km} \cdot \Omega$$

A título de exemplo, um fio de cobre ($\rho \cong 17{,}6\ \Omega \cdot mm^2/km$) com 1 quilômetro de extensão (c = 1 km), cuja área transversal é dada

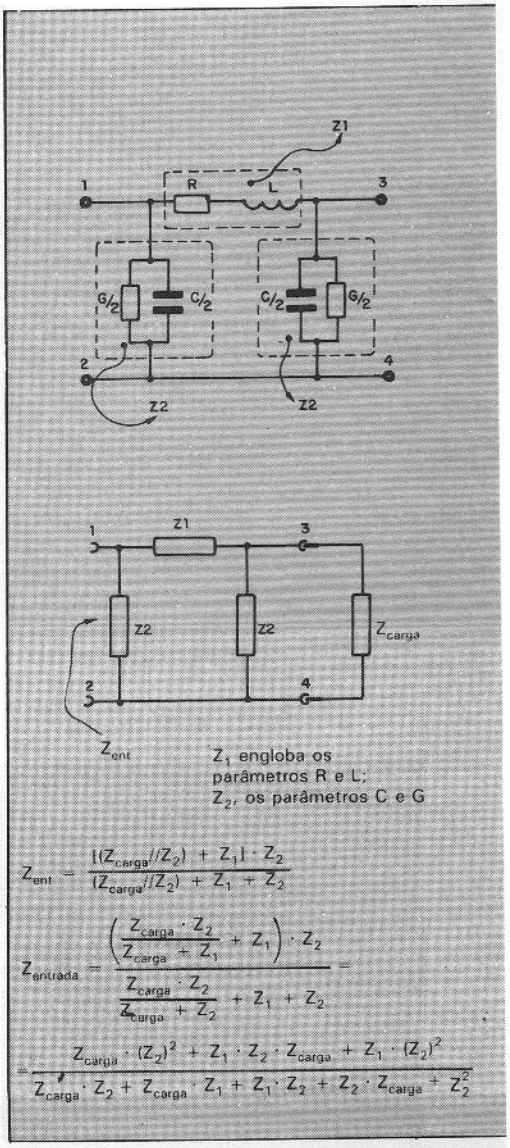
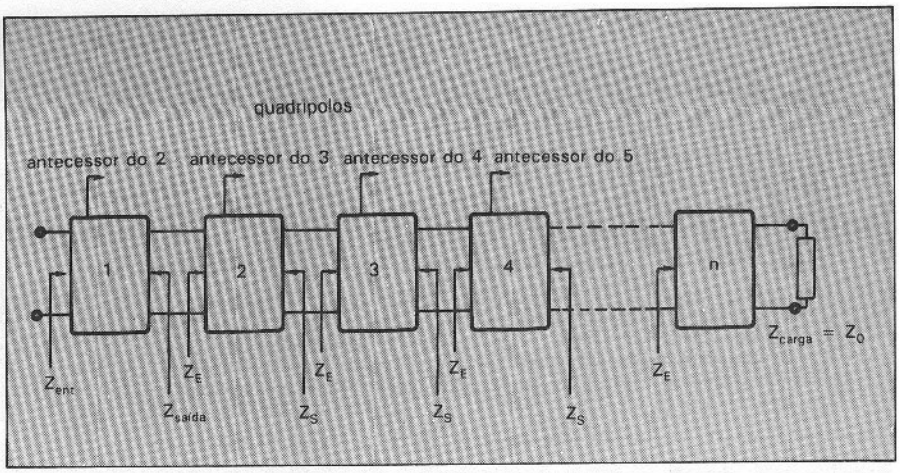


Fig. 159 — *Análise de um quadripolo da linha.*

Fig. 160 — *Impedâncias de entrada e saída para cada quadripolo.*



por 0,1288 mm², é portador de uma resistência ôhmica da ordem de 136 Ω, como indicam os cálculos efetuados na figura 162.

Note, todavia, que essas determinações possuem validade apenas quando o fio elétrico é percorrido por corrente contínua. Para os casos em que a propagação se efetua segundo uma mudança temporal (como em corrente alternada), situação que ocorre normalmente nas comunicações telefônicas, temos o surgimento do **efeito pelicular** — um fenômeno caracterizado pela maior concentração da corrente circulante na superfície do elemento condutor, em detrimento das camadas mais internas. Tal fato, naturalmente, implica o menor aproveitamento da área transversal que constitui o fio, o que se torna mais notório quanto maior é a freqüência aplicada ao condutor. Logicamente, o trânsito de um dado valor de corrente em áreas cada vez mais reduzidas está diretamente relacionado ao aumento da resistência elétrica do fio. Uma fórmula prática para o cálculo da resistência apresentada por um dado condutor (R_{ca}) a uma certa freqüência (f), frente à resistência em corrente contínua (R_{cc}), para fios de cobre, é ditada pela seguinte expressão:

$$R_{ca} = [0{,}12 \cdot \phi \cdot \sqrt{f} + 0{,}25] \cdot \underbrace{\rho \cdot \frac{4c}{\pi\phi^2}}_{R_{cc}}$$

Ressalte-se que ϕ corresponde ao diâmetro do fio, em mm, e que a freqüência, quando dada em kHz, fornece o valor R_{alt} em Ω. Extraímos, da fórmula acima, duas conclusões imediatas:

1) a resistência para corrente alternada (R_{ca}) aumenta com a freqüência, conforme já afirmamos anteriormente;

2) a resistência R_{alt} torna-se menor para diâmetros crescentes do condutor ($R_{ca_1} < R_{ca_2}$, quando $\varphi_1 > \phi_2$).

Como exemplo, obtenhamos os valores de R_{ca} associados a duas situações distintas: na primeira, a freqüência de operação será de 1 kHz, enquanto que, para a segunda, será suposta a aplicação de um sinal de 10 kHz. A figura 163 contém os cálculos elaborados para ambas as situações apresentadas.

Vale observar, por outro lado, que no caso da utilização de dois fios condutores paralelos, os dados calculados a partir da fórmula teórica podem eventualmente diferir dos resultados práticos, se levarmos em consideração a existência de uma influência mútua entre os condutores (em razão da proximidade física dos mesmos). Em

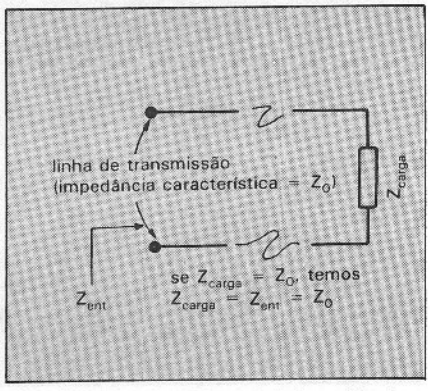


Fig. 161 — *Relacionando as impedâncias Z_{carga}, Z_{ent} e Z_0.*

suma, a existência de um par de fios em paralelo causa um acréscimo ΔR no valor da resistência de cada elemento — variação que é função, além dos fatores já mencionados (f, R_{cont}, ϕ), também da distância entre os centros dos condutores em questão.

O parâmetro indutância

Sabe-se que a indutância distribuída (H/km) ocasionada pelo par de condutores paralelos de uma linha telefônica é função dos diâmetros dos mesmos, da permeabilidade do material e do distanciamento entre os fios. Pela fórmula a seguir, que relaciona todos esses fatores, podemos observar que a indutância distribuída se eleva com o maior afastamento entre os elementos. Note, igualmente, que a permeabilidade do material — no caso particular de fios constituídos por cobre, bronze ou alumínio — torna-se idêntica à permeabilidade absoluta do vácuo ($1{,}256 \cdot 10^{-6}$ H/m), de modo que a permeabilidade relativa (relação entre a permeabilidade do material e aquela correspondente ao vácuo) torna-se igual à unidade.

$$\text{INDUTÂNCIA DISTRIBUÍDA} = \left[4 \ln \left(\frac{2 \times \text{distância entre os condutores}}{\text{diâmetro de cada condutor}}\right) + \left(\text{permeabilidade relativa do material}\right) 10^{-4}\right] \frac{H}{m}$$

Acrescente-se ainda que a freqüência de operação, característica ausente dessa expressão, sensibiliza levemente a indutância distribuída ao longo da linha transmissora. A figura 164 descreve a aplicação da fórmula exposta para o caso de um par de condutores com 0,405 mm de diâmetro, distanciados entre si 150 mm (situação 1) e 1,5 mm (situação 2), visando avaliar melhor o efeito da separação dos fios, relativamente à indutância obtida.

Característica capacitiva

A capacitância distribuída (sempre considerando-se o caso das linhas paralelas) depende essencialmente do distanciamento entre os fios, de seus diâmetros e da constante dielétrica do meio existente entre os dois condutores, de acordo com a fórmula:

$$\text{CAPACITÂNCIA DISTRIBUÍDA} = \left[\frac{\text{constante dielétrica do meio (relativamente ao vácuo)}}{36 \ln \left(\frac{2 \cdot \text{distância entre os condutores}}{\text{diâmetro de cada condutor}}\right)}\right] \cdot 10^{-6} \frac{F}{km}$$

Assim como no caso da indutância, as variações da freqüência do sinal pouco alteram o valor da capacitância distribuída, podendo-se ignorar sua influência.

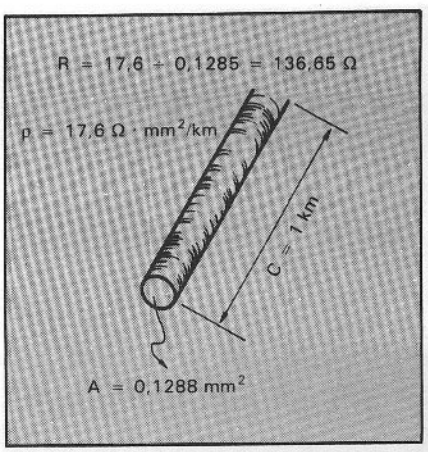


Fig. 162 — *Resistência por quilômetro de um fio de cobre com bitola 26 AWG.*

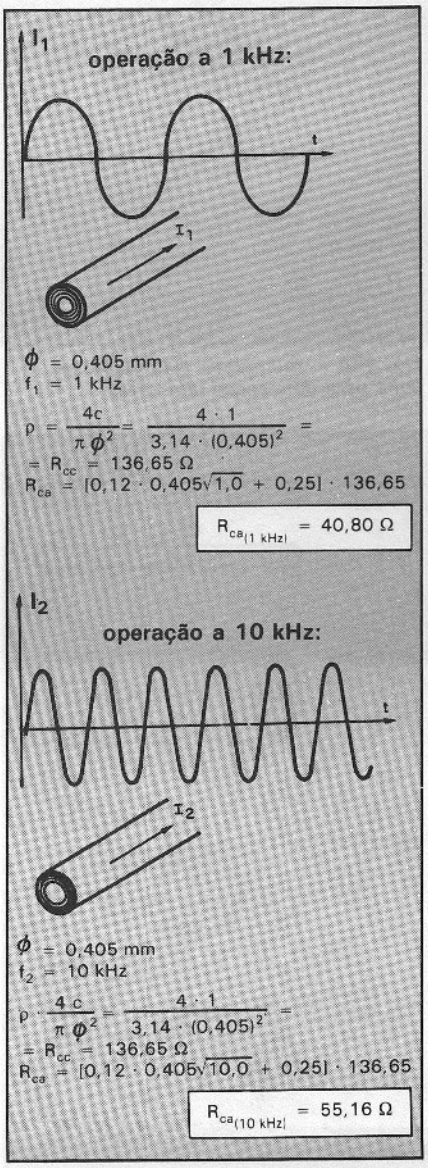


Fig. 163 — *Valor da resistência em corrente alternada para duas freqüências distintas.*

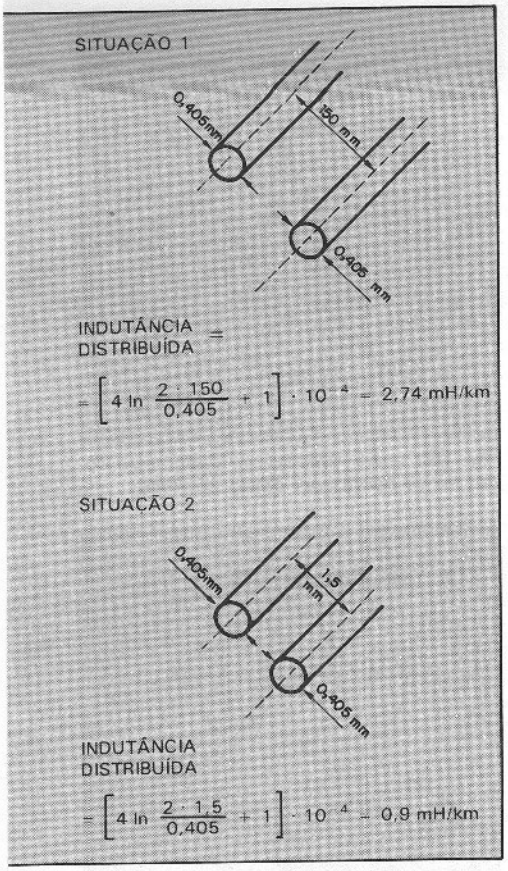


Fig. 164 — *Indutância distribuída na linha para dois casos diferentes.*

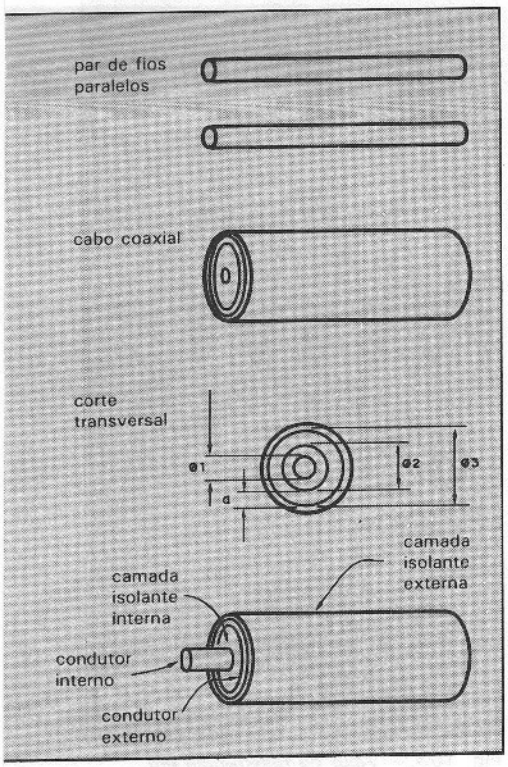


Fig. 165 — *Caracterização do cabo coaxial.*

Mais uma vez, vamos analisar um exemplo referente a esse parâmetro, através da seguinte hipótese: um par de condutores (distanciados de 1,5 mm e com diâmetro de 0,405 mm), isolados por um material com o valor 4 de constante dielétrica relativa; a partir desses dados, calculemos a magnitude da capacitância distribuída para o par de fios. Teremos, então:

$$\text{CAPACITÂNCIA DISTRIBUÍDA} = \frac{4}{36 \ln\left(\frac{2 \cdot 1{,}5}{0{,}405}\right)} \cdot 10^{-6} = 55{,}5 \text{ nF/km}$$

Admitância distribuída

A admitância referente a um par de condutores depende basicamente da resistência de isolamento entre os mesmos (quando submetidos à corrente contínua) e das perdas na isolação, à medida que sinais alternados são injetados nos fios. Demonstra-se que essa perda torna-se mais significativa com o aumento da freqüência; portanto, maiores perdas podem ser traduzidas por acréscimos no valor da admitância distribuída.

Dissecando os cabos coaxiais

Este gênero de cabo, como o próprio nome indica, não se enquadra nos conceitos até então estudados, fundamentados na linha de transmissão com fios paralelos. Na realidade, o cabo coaxial é constituído por dois condutores concêntricos, um dos quais designado por elemento interno e o outro por externo, como sugere a figura 165. Note pela representação, que ϕ_1 corresponde ao diâmetro do condutor interno, enquanto que ϕ_2 simboliza o diâmetro interno do condutor externo e "a" indica a espessura do mesmo. Logo, o diâmetro externo deste elemento (ϕ_3) poderia ser calculado a partir da expressão $\phi_3 = 2a + \phi_2$.

Resistência por quilômetro — Definimos a resistência nos cabos coaxiais pela somatória da resistência total do enlace, considerando-se o comprimento de 1 km. Desta forma, temos uma componente resistiva causada pelo condutor interno e outra devida ao externo completando-se assim o circuito da linha transmissora. À parcela de resistência associada ao condutor interno designamos por R_{int}, enquanto que R_{ext} representa a resistência do elemento de retorno (ou externo). Concluímos, portanto, que a relação abaixo se torna válida:

$$R_{total\ (cabos\ coaxiais)} = R_{int} + R_{ext}$$

Voltemos às noções apresentadas há pouco, quando assumimos,

para um condutor unifilar, a seguinte expressão para o cálculo de sua resistência à corrente contínua: $R_{cc} = \rho c/A$, onde ρ representa a resistividade do material; A, sua área transversal e c, o comprimento. Perceba que, se desejarmos calcular a resistência total correspondente ao enlace, deveremos multiplicar o fator R_{cc} por 2, uma vez que a linha de transmissão era formada por um par de condutores singelos. A figura 166 ilustra de forma mais clara essas considerações, adaptando-as a um dos modelos de linhas já estudado.

Em resumo, os cálculos e a aplicação do parâmetro R (envolvendo R_{cc} ou R_{ca}) devem ser feitos com a máxima cautela, levando-se em conta a duplicação de R_{cc} ou R_{ca}, na avaliação do comportamento em circuito fechado (enlace). Sob o ponto de vista dos cabos coaxiais, examinaremos tão-somente os aspectos relativos à operação em corrente alternada. No que se refere ao condutor interno, observa-se que a análise torna-se semelhante à realizada no estudo dos fios singelos:

$$R_{int} = [0{,}12\,\phi_1\sqrt{f} + 0{,}25] \cdot \underbrace{\rho \cdot \frac{4c}{\pi\phi_1^2}}_{R_{cc}}$$

Como no caso anterior, ϕ_1 representa o diâmetro do fio (interno) em mm, e f, a freqüência em kHz — com o valor R_{int} sendo então obtido em ohms. Quanto ao condutor externo, o cálculo da parcela R_{ext} envolve alguns fatores adicionais, como a espessura do condutor externo e o diâmetro interno do mesmo (como indicado na fig. 167). Demonstra-se que, se operarmos em freqüências bem elevadas, R_{total} é dado pela expressão abaixo:

$$R_{total} = R_{int} + R_{ext} = \frac{2{,}64}{\phi_1}\sqrt{f}\left[1 + \frac{\phi_1}{\phi_2}\right] \text{ em } \Omega/\text{km}$$

independendo, portanto, da espessura "a" do condutor externo. Tal fenômeno tem uma certa lógica, se levarmos em conta a existência do efeito pelicular, que ocasiona uma elevada distribuição de correntes na superfície externa do condutor interno e na superfície interna do condutor externo (retorno), conforme nos mostra a figura 168. Note ainda que, para os cabos coaxiais, não existem os acréscimos de resistência (ΔR, como comentado no caso dos fios paralelos) devido a fatores como a influência entre os condutores, causada pela proximidade física dos mesmos.

O parâmetro indutância — A indutância distribuída (H/km) nos cabos coaxiais, em altas freqüências, é função de ϕ_1 e ϕ_2, primordialmente, supondo-se que as permeabilidades características do isolante e dos materiais condutores sejam idênticas àquela apresentada pelo vácuo (assumindo-se, portanto, para a permeabilidade relativa, o valor unitário). No entanto, não devemos desprezar, em freqüências mais reduzidas, alguns fatores adicionais, como os campos magnéticos presentes no cabo, que afetam significativamente a indutância intrínseca da linha. Desta forma, para freqüências da ordem de 1 MHz, temos a seguinte expressão para o cálculo da indutância distribuída (em H/km):

$$L = \left[2 \ln\left(\frac{\phi_2}{\phi_1}\right)\right] \cdot 10^{-4}$$

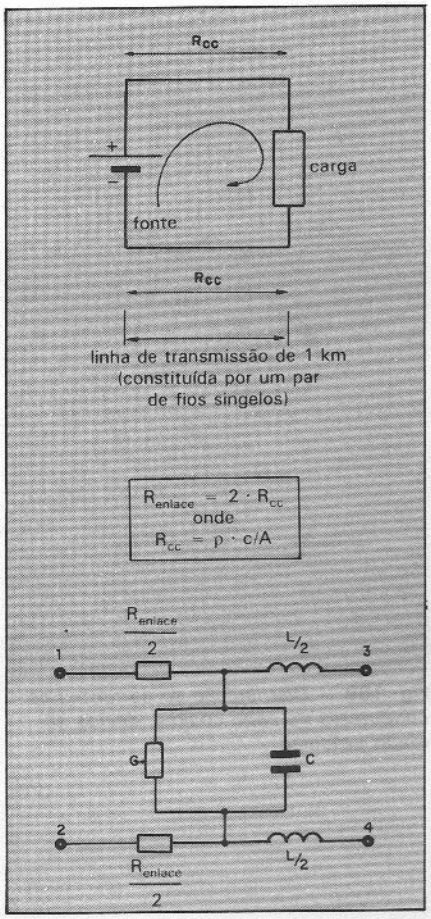


Fig. 166 — *Representação simulada de um trecho da linha de transmissão.*

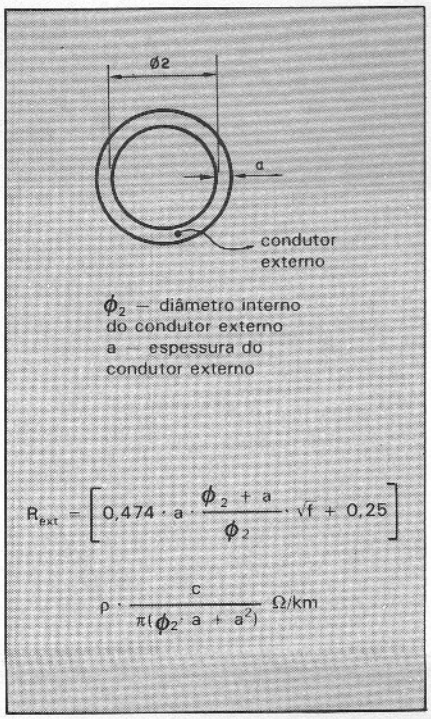


Fig. 167 — *Cálculo de R_{ext} para o cômputo de R_{total}, em cabos coaxiais.*

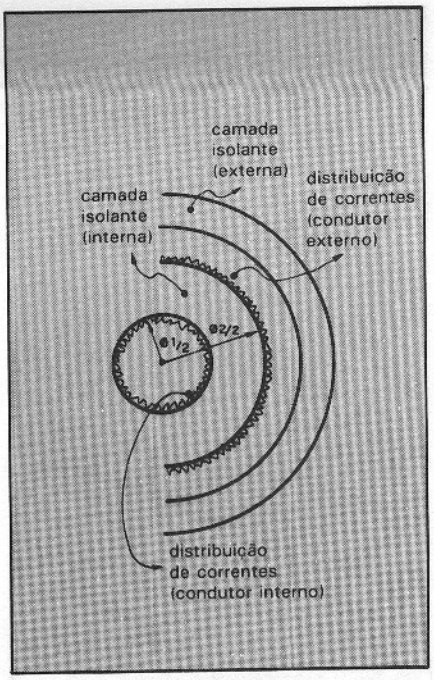


Fig. 168 — *Distribuição de corrente nos condutores do cabo coaxial, devida ao efeito pelicular.*

Capacitância distribuída — Assim como no caso da indutância, encontramos para a capacitância distribuída uma dependência em função de ϕ_1 e ϕ_2, sendo diretamente proporcional à constante dielétrica do isolante situado entre os condutores, com relação ao valor apresentado pelo vácuo, de acordo com a fórmula:

$$C = \frac{\text{constante dielétrica do isolante (em relação ao vácuo)}}{\left[18 \ln (\phi_2/\phi_1)\right] \cdot 10^6} \cdot \frac{F}{km}$$

O fator admitância — De uma forma geral, negligenciamos a admitância distribuída no caso dos cabos coaxiais, mesmo considerando-se o aumento da freqüência. Podemos, assim, assumir como desprezíveis as parcelas da admitância associada à resistência de isolamento em corrente contínua e aquela referente às perdas causadas pela introdução de sinais alternados.

Exemplos aplicativos — Considerando primeiramente um cabo coaxial com $(\phi_2/\phi_1) = 5{,}2$, a = 2 mm e $\phi_2 = 12$ mm, constituído por condutores de cobre, vamos determinar a resistência por quilômetro em baixas e altas freqüências (100 kHz e 1 MHz, respectivamente). Inicialmente, extraímos o valor correspondente ao diâmetro do condutor interno, ϕ_1, a partir dos dados fornecidos:

$$\phi_1 = \frac{\phi_2}{5{,}2} = \frac{12}{5{,}2} = 2{,}3 \text{ mm}$$

Calculemos, na seqüência, os valores das resistências por quilômetro apresentadas pelos condutores interno e externo, para baixas freqüências (100 kHz):

$$R_{int} = [0{,}12\,\phi_1\sqrt{f} + 0{,}25] \cdot \rho \cdot \frac{4\,c}{\pi\phi_1^2} = [0{,}12 \cdot 2{,}3\sqrt{100} + 0{,}25] \cdot 17{,}6 \cdot \frac{4 \cdot 1}{3{,}14 \cdot (2{,}3)^2} = 12{,}76\ \Omega/km$$

$$R_{ext} = \left[0{,}474 \cdot a \cdot \frac{\phi_2 + a}{\phi_2} \cdot \sqrt{f} + 0{,}25\right] \cdot \rho \cdot \frac{c}{\pi(\phi_2 a + a^2)} =$$

$$= \left[0{,}474 \cdot 2 \cdot \frac{12 + 2}{12} \cdot \sqrt{100} + 0{,}25\right] \cdot 17{,}6 \cdot \frac{1}{3{,}14 \cdot (12 \cdot 2 + (2)^2)} =$$

$$= 2{,}26\ \Omega/km$$

Note a adoção de $\rho = 17{,}6\ \Omega \cdot mm^2/km$, resistividade característica dos condutores de cobre, e o fato de que a resistência total por quilômetro pode ser obtida através da soma de ambas as componentes:

$$R_{total}(100\text{ kHz}) = R_{int} + R_{ext} = 12{,}76 + 2{,}26 = 15{,}02\ \Omega/k\Omega$$

Quanto à resistência em altas freqüências, aplicamos diretamente à fórmula já comentada, que leva em conta o efeito pelicular:

$$R_{(1\text{ MHz})} = \frac{2{,}64}{\phi_1}\sqrt{f} \cdot \left(1 + \frac{\phi_1}{\phi_2}\right) = \frac{2{,}64}{2{,}3}\sqrt{1000}\left[1 + \frac{1}{5{,}2}\right] = 43{,}3\ \Omega/km$$

Dispondo-se de um cabo coaxial semelhante ao anterior, calculemos agora a indutância (H/km) na freqüência de 1 MHz. A partir da

expressão $L = (2 \ln \phi_2/\phi_1) \cdot 10^{-4}$, a obtenção desse parâmetro torna-se imediata:

$$L = (2 \ln 5{,}2) \cdot 10^{-4} = 0{,}33 \text{ mH/km}$$

Para a mesma linha de transmissão, portadora de um isolante com constante dielétrica relativa de 1,1, determinemos a capacitância por quilômetro intrínseca do mesmo. Com base na fórmula:

$$C = \frac{\text{constante dielétrica relativa do isolante}}{[18 \ln(\phi_2/\phi_1)] \cdot 10^6} \frac{F}{m}$$

chegamos facilmente ao valor da capacitância distribuída para o caso apresentado:

$$C = \frac{1{,}1}{18 (\ln 5{,}2) \cdot 10^6} = 0{,}037 \ \mu F/km$$

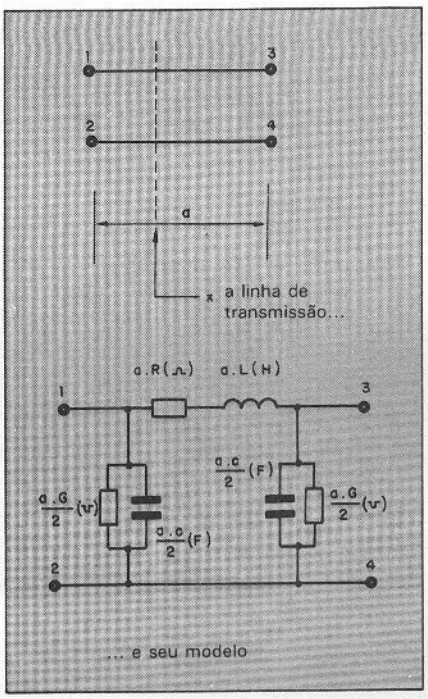


Fig. 169 — *Circuito equivalente a uma linha de 1 quilômetro.*

Impedância característica da linha de transmissão

Havíamos concluído que, ao seccionarmos a linha de transmissão em trechos de 1 km e considerando-se os parâmetros R (Ω/km), C (F/km), L (H/km) e G (℧/km), podemos chegar à seguinte estimativa da impedância característica do meio:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \cdot \sqrt{\frac{4}{4 + (R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}}$$

Vamos então generalizar as hipóteses acima, supondo a adoção de seções Δa genéricas — ao invés de fracioná-las sob a forma de extensões equivalentes a 1 km.

Tomemos, por exemplo, uma linha de transmissão de 1 km de comprimento. Sabemos que podemos considerá-la, em termos de modelamento, como equivalente ao circuito representado na figura 169, onde temos condições de analisar apenas a situação presente nos extremos da linha, ou seja, nos pontos 1-2 e 3-4. Perceba, no entanto, a inconveniência desse modelo quando desejamos determinar o comportamento do meio transmissor, digamos, no ponto x da linha. Nota-se, portanto, a necessidade de se subdividir a mesma em seções ainda menores, de comprimento $\Delta a = a/n$, onde n simboliza o número de fracionamentos realizados para se ter acesso aos pontos intermediários dessa linha. O circuito equivalente desse meio para o trecho de comprimento Δa aparece na figura 170.

Ao associarmos os parâmetros referentes ao trecho de comprimento Δa com as impedâncias genéricas Z_1 e Z_2, e aplicando o resultado à expressão já conhecida, a qual relaciona Z_0 (impedância

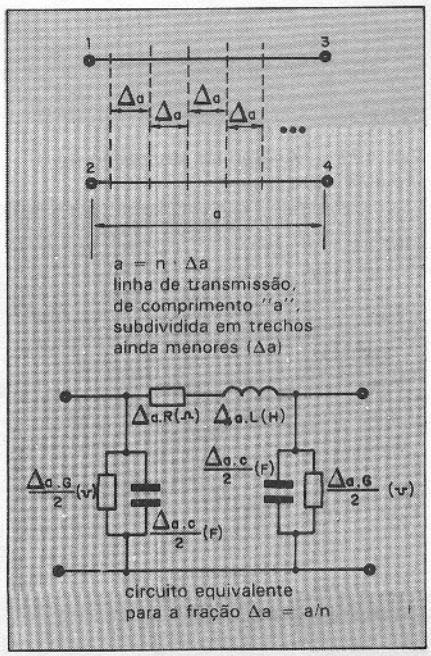
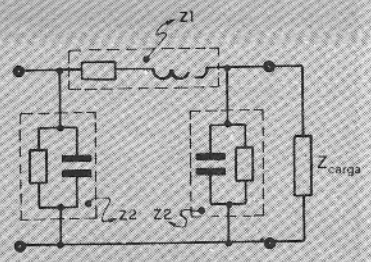


Fig. 170 — *Subdividindo a linha em trechos menores.*

Impedância característica da linha de transmissão

Quadro 1



$$Z_1 = (R + j\omega L) \cdot \Delta a$$

$$Z_2 = \frac{2}{(G + j\omega C) \cdot \Delta a}$$

$$Z_0 = \frac{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{\sqrt{2 + \frac{Z_1}{Z_2}}}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C) \cdot (\Delta a)^2}{4}}}$$

Para trechos reduzidos, onde $\Delta a \to 0$, despreza-se a parcela $(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C) \cdot (\Delta a)^2$ e obtém-se a seguinte relação:

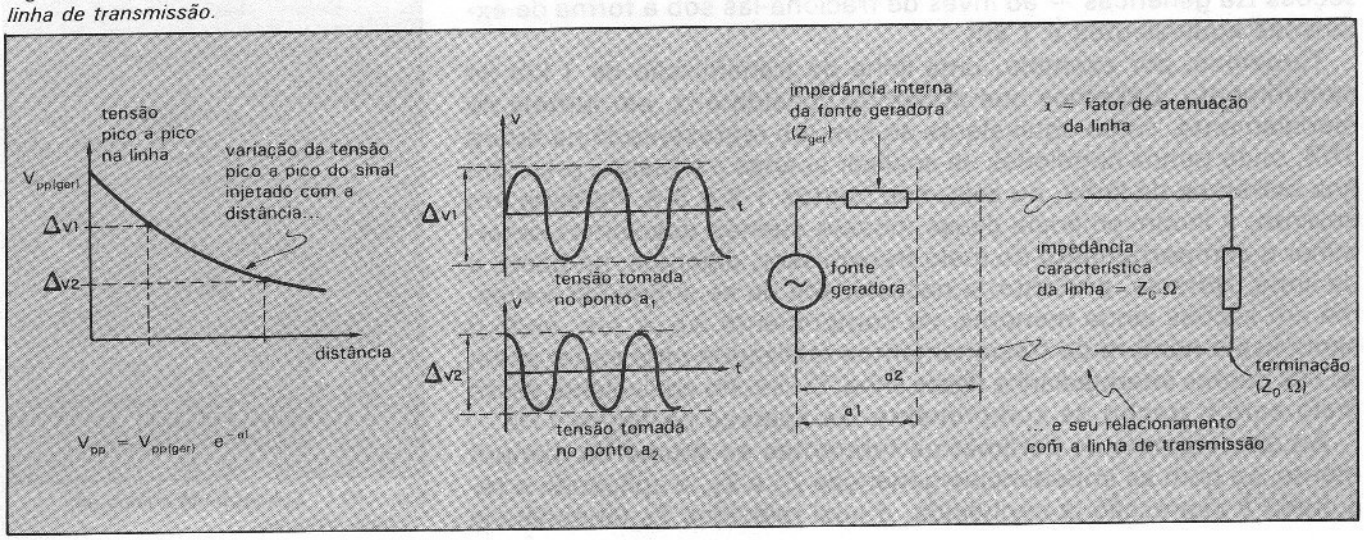
$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}}$$

característica da linha), Z_1 e Z_2, chegamos aos resultados apresentados pelo Quadro 1.

Atenuação nas linhas de transmissão

Para as linhas de transmissão onde a terminação é constituída por uma impedância equivalente a Z_0 (impedância característica do meio), nas quais é aplicado um sinal senoidal único, de freqüência f, demonstra-se que a amplitude pico a pico do nível injetado decresce segundo uma lei exponencial, em relação à distância l (tomada com referência à fonte geradora). A figura 171 exemplifica o fenômeno da atenuação através de uma análise gráfica de seu comportamento. Note a introdução do fator "α", designado por **fator de atenuação** da linha.

Fig. 171 — *Análise da atenuação na linha de transmissão.*



Não pode ser vendido separadamente.

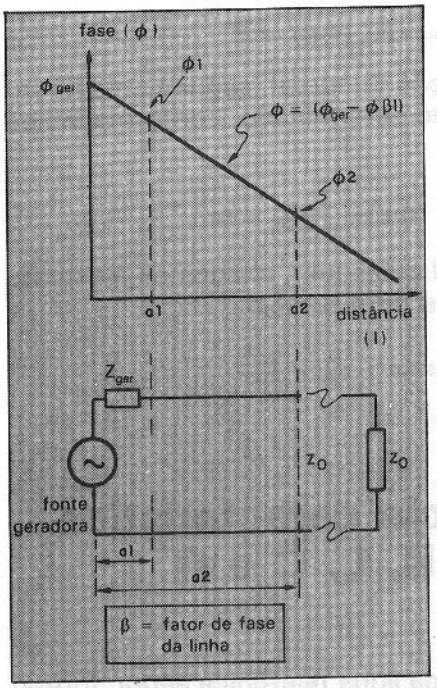


Fig. 172 — *Variação da fase com a distância.*

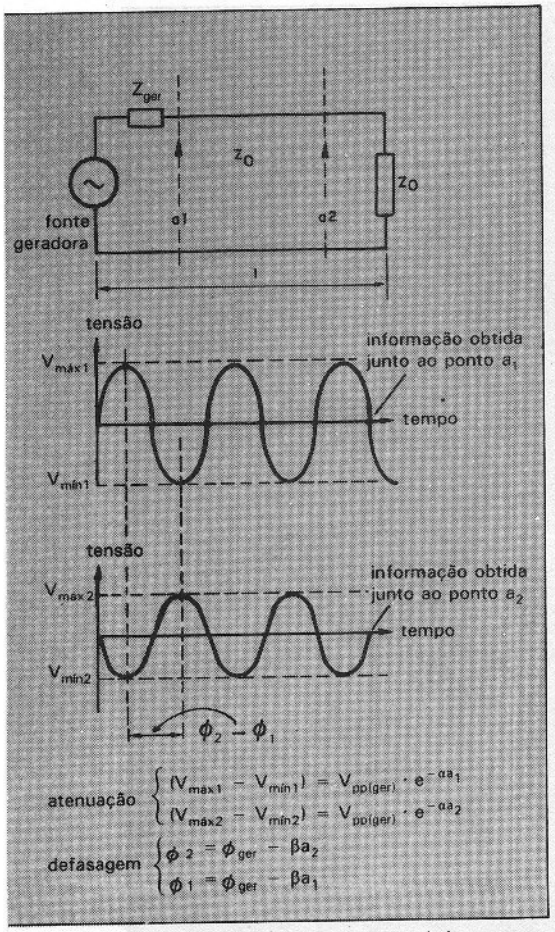


Fig. 173 — *Variação temporal da informação e análise dos níveis de atenuação e defasagem na linha.*

A questão da defasagem

Como acabou de ser exposto para a atenuação, mostra-se que para a fase, em uma linha de transmissão, também encontramos uma variação relativa à distância; desta feita, porém, em termos de uma função linear. A figura 172 sugere a lei de alteração da fase, determinada pela relação $\phi = \phi_{gerador} - \beta l$, onde ϕ representa a fase genérica (em um ponto qualquer da linha), $\phi_{gerador}$, a fase inicial do sinal (quando $l = 0$), l, a distância relativa ao gerador e β, o fator de fase da linha considerada.

Sinais em função do tempo e distância

O estudo das linhas de transmissão comprova que os sinais sobre elas dependem de duas variáveis: tempo e distância. Vamos analisar, primeiramente, a variação da informação, no tempo, fixando dois pontos genéricos (a_1 e a_2), como está representado na figura 173. Vejamos quais os fenômenos presentes na linha quando fixamos a variável tempo, vamos dizer, em um certo instante t_1 e comparemos os resultados obtidos com a situação que ocorre em t_2, posterior a t_1. A situação foi representada na figura 174, que é autoexplicativa.

Sedimentando as informações da figura, vamos fazer um estudo matemático do comportamento dos sinais presentes na linha, supondo-se sempre a introdução, pela fonte geradora, de uma informação senoidal de freqüência constante. À entrada da linha constatamos a existência de um sinal, que pode ser representado por:

$$e_{gerador} = \sqrt{2} \cdot A \cdot \cos(\omega t + \varphi_{ger})$$

Ao analisarmos as características desta informação ao longo da linha, suposta a invariabilidade do tempo, perceberemos que o sinal será alterado em amplitude, e o fenômeno poderá ser descrito pela expressão:

$$e_{(instante\ t_1)} = \sqrt{2} \cdot Ae^{-\alpha l} \cdot \cos(\omega t_1 + \varphi_{ger} - \beta l)$$

Se fosse possível observar a forma de onda do sinal presente na linha, em toda a sua extensão, mantendo-se o tempo constante em um instante t_1, confirmaríamos a afirmação de que seria caracterizado por uma senóide amortecida (devido ao fator $e^{-\alpha l}$). Examinemos, porém, a situação inversa: o que aconteceria se restringíssemos nossos estudos em um determinado trecho da linha (a_1) e verificássemos o comportamento do sinal em diferentes instantes? Quanto à amplitude pico a pico do sinal, sabemos que será determinada em função do ponto escolhido na linha, segundo o valor de atenuação imposto — permanecendo constante, portanto, em relação ao tempo. Assim, teríamos:

$$V_{(\text{pico a pico, ponto } a_1)} = V_{(\text{pico a pico, gerador})} \cdot e^{-\alpha a_1}$$

Finalmente, com relação à variação temporal, seguirá uma lei senoidal, com fase fixa para um ponto determinado, conforme indica a expressão:

$$e_{(\text{ponto } a_1)} = \sqrt{2} \cdot A \cdot (e^{-\alpha a_1}) \cdot \cos(\omega t + \varphi_{ger} - \beta a_1)$$

Genericamente, portanto, para t e l quaisquer, chegamos à expressão abaixo, em função do tempo e da distância:

$$e = \sqrt{2} \cdot A \cdot e^{-\alpha l} \cdot \cos(\omega t + \varphi_{ger} - \beta l)$$

Cálculo da impedância característica com os parâmetros R, L, C e G

Suponhamos a existência de uma linha telefônica aérea, formada a partir de dois condutores paralelos, da qual são conhecidas: a

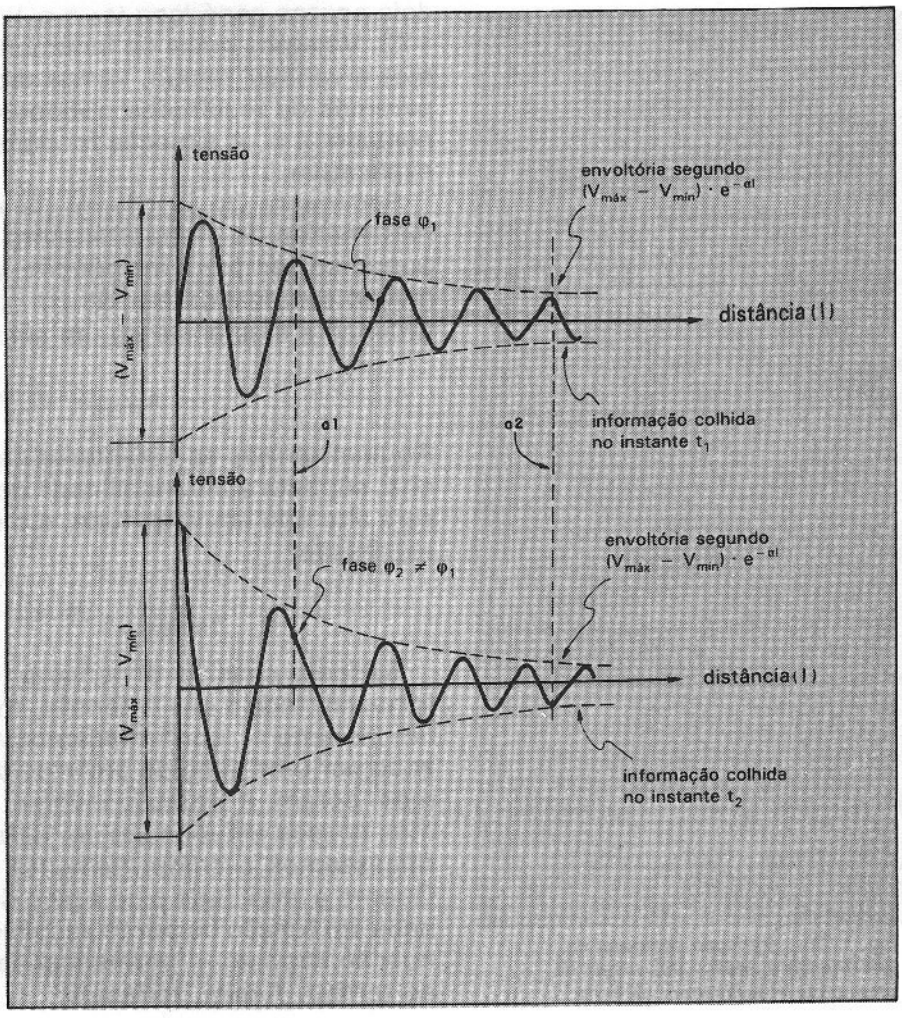


Fig. 174 — *Variação espacial da informação e análise dos níveis de atenuação e defasagem na linha.*

resistência por quilômetro do par de fios (6 Ω/km); a indutância (2 mH/km); a capacitância (5 nF/km); e, finalmente, a admitância intrínseca ao meio em análise (0,2 μ℧/km). Queremos determinar o valor da impedância característica para essa linha em três freqüências distintas de operação: 0,1 Hz, 100 Hz e 1 000 Hz.

Inicialmente, examinemos a situação na qual os condutores são submetidos a um sinal (supostamente senoidal), cujo espectro situa-se próximo ao da corrente contínua. Para este caso, teremos:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j \cdot 2\pi f \cdot L}{G + j \cdot 2\pi f \cdot C}} = R_0 + jX_0$$

onde R_0 corresponde à parcela resistiva da impedância característica, enquanto X_0 equivale à componente reativa. Para f, vamos adotar o valor 0,1 Hz. Ao efetuar os cálculos, chegamos aos seguintes resultados:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{6 + j \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j \cdot 2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-9}}} = \sqrt{\frac{6 + j \cdot 1{,}256 \cdot 10^{-3}}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j \cdot 3\,14 \cdot 10^{-9}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{6 \;\angle 2{,}09 \cdot 10^{-4}}{2{,}02 \cdot 10^{-7} \;\angle 1{,}56 \cdot 10^{-2}}} = \sqrt{2{,}97 \cdot 10^{7} \;\angle -1{,}54 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= 5{,}45 \cdot 10^{3} \;\angle -7{,}7 \cdot 10^{-3} = 5\,450 - j41{,}9\ \Omega \cong 5\,450\ \Omega$$

Notamos, portanto, a existência (considerada esta condição em particular) de um valor perfeitamente desprezível para X_0; existe, portanto, a possibilidade de admitirmos que a impedância característica para essa linha, ao operar na freqüência de 0,1 Hz, torna-se praticamente resistiva.

Através do Quadro 2 podemos apreciar a estimativa de Z_0 para as freqüências de 100 Hz e 1 kHz. À medida que a freqüência de trabalho aumenta (100 Hz), a parcela reativa adquire maior signifi-

Determinação da impedância característica da linha em três freqüências

Quadro 2

100 Hz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{6 + j2\pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j2\pi \cdot 100 \cdot 5 \cdot 10^{-9}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{6 + j1{,}256}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j3{,}14 \cdot 10^{-6}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{6{,}130 \;\angle 0{,}206}{3{,}15 \cdot 10^{-6} \;\angle 1{,}507}} =$$

$$= \boxed{1\,110 - j844{,}8\ \Omega}$$

1000 Hz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{6 + j2\pi \cdot 1\,000 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j2\pi \cdot 1\,000 \cdot 5 \cdot 10^{-9}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{6 + j12{,}56}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j3{,}14 \cdot 10^{-6}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{13{,}92 \;\angle 1{,}125}{3{,}14 \cdot 10^{-5} \;\angle 1{,}564}} =$$

$$= \boxed{650 - j145\ \Omega}$$

10 kHz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{6 + j2\pi \cdot 10\,000 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j2\pi \cdot 10\,000 \cdot 5 \cdot 10^{-9}}} = \sqrt{\frac{6 + j125{,}7}{0{,}2 \cdot 10^{-6} + j3{,}14 \cdot 10^{-4}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{125{,}8 \;\angle 1{,}523}{3{,}14 \cdot 10^{-4} \;\angle 1{,}570}} = \boxed{633 - j15{,}2\ \Omega}$$

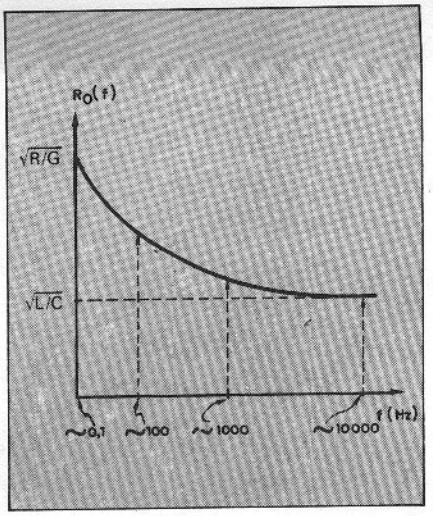


Fig. 175 — *Variação da parcela resistiva de Z_0 com a freqüência de operação.*

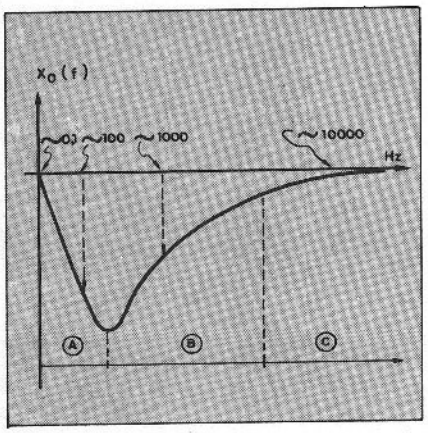


Fig. 176 — *Variação da parcela reativa de Z_0 com a freqüência de operação.*

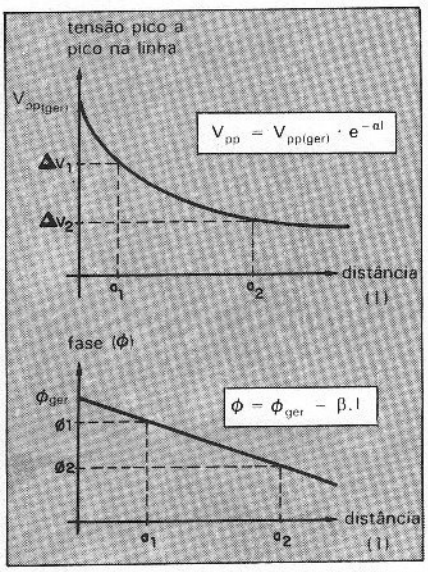


Fig. 177 — *Comportamento da tensão pico a pico e da fase de um sinal em relação à distância.*

cância, decaindo, porém, com aumentos ainda maiores (1 000 Hz). A título de exemplo vamos obter o valor da impedância característica para a freqüência de 10 kHz. Perceba que tal valor localiza-se bem acima do extremo superior do espectro correspondente à faixa de voz, em telefonia (3 400 Hz). O mesmo quadro apresenta a dedução dessa impedância, exatamente como as anteriores (atente novamente para a menor contribuição do termo reativo).

Seria conveniente estendermos essas conclusões através do traçado de gráficos, que pode correlacionar as duas componentes da impedância característica (resistiva e reativa), em função da freqüência, permitindo uma análise global da variação de Z_0 ao longo do espectro. Nas figuras 175 e 176 inserimos, respectivamente, as curvas $R_0 \cdot f$ e $X_0 \cdot f$, sob um aspecto genérico — isto é, quaisquer que sejam os valores de R, L, C e G, admitindo-se, todavia, que sejam constantes com a freqüência.

Associemos os cálculos realizados com os gráficos, através dos quais podemos confirmar os resultados. Para a freqüência de 0,1 Hz, verificamos que a parcela resistiva aproxima-se do valor $\sqrt{R/G}$, como indicado pela curva correspondente, enquanto que X_0 quase não contribui para a composição da impedância Z_0. Por sua vez, note a queda no valor R_0, de $\sqrt{R/G}$ à assíntota determinada por $R_0 = \sqrt{L/C}$. Evidentemente, ainda de acordo com o gráfico, a componente resistiva na freqüência de 10 kHz é inferior àquelas calculadas para 1 000, 100 e 0,1 Hz.

Passemos agora à análise da curva da reatância, dividindo-a em três seções distintas: a região A, na qual observa-se um progressivo acréscimo na importância do termo reativo, que atinge, porém, um valor máximo; a região B, caracterizada pela queda acentuada na magnitude de X_0; e, finalmente, o trecho C, onde aproximamo-nos assintoticamente do eixo horizontal, quando $X_0(f) \cong 0$. Comprovamos portanto que, seja para a freqüência de 0,1 Hz, seja para a de 10 kHz, podemos representar a impedância característica da linha através de um termo puramente resistivo. Já com relação às freqüências — ainda do mesmo exemplo — ditadas pelos valores 100 e 1 000 Hz, observe que a primeira contém uma componente reativa de grande importância para a formação de Z_0 ($X_0 = 844{,}8\ \Omega$ para $R_0 = 1\ 110\ \Omega$), ao passo que em 1 000 Hz a contribuição torna-se sensivelmente menor, como seria de esperar ($X_0 = 145\ \Omega$ para $R_0 = 650\ \Omega$).

Distorções por atenuação e fase

Como já é de nosso conhecimento, fixado um determinado sinal, a uma freqüência f, as características de propagação (atenuação e fase) da linha de transmissão alteram-se ao longo da mesma, segundo as curvas da figura 177, onde l corresponde à distância de um ponto genérico à fonte geradora do sinal; α representa o fator de atenuação da linha e β, o fator de fase. Observe o comportamento exponencial da atenuação e a variação linear de fase com a distância.

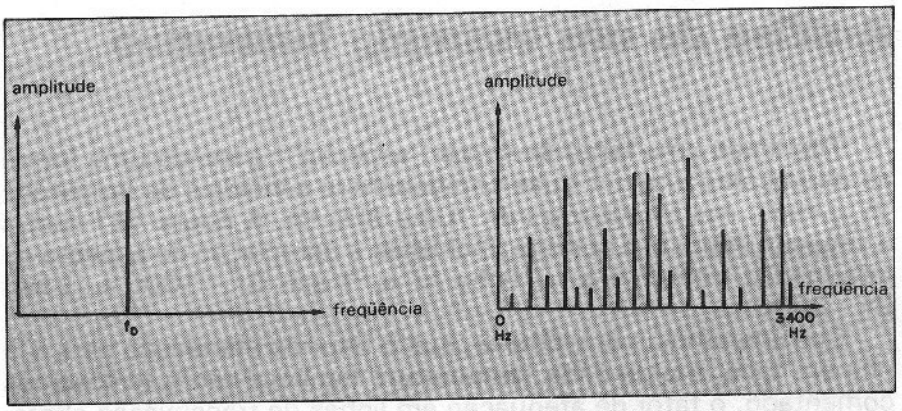


Fig. 178 — *Espectros dos sinais ideal e real em uma linha de transmissão.*

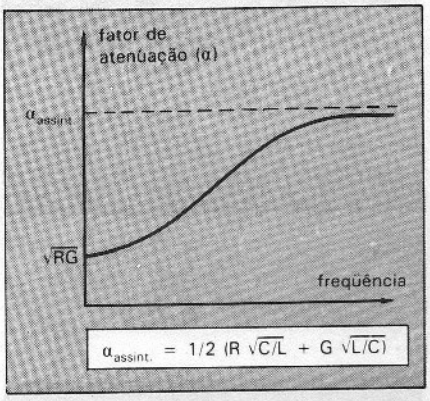


Fig. 179 — *Variação do fator de atenuação (α) de acordo com a freqüência do sinal.*

Tais premissas são válidas, como já citamos, quando se considera um sinal de uma única freqüência. Quais seriam, no entanto, as conseqüências em termos de propagação, sob a hipótese de uma informação composta, digamos, a partir da superposição de duas componentes, com freqüências distintas (F1 e F2)?

A resposta torna-se evidente após uma abordagem adequada da variação do fator da atenuação (α) e do fator de fase (β) com a freqüência. Até o presente momento, esses parâmetros foram considerados constantes, já que nos restringimos à análise da propagação de sinais com o espectro limitado a uma única raia. Este não é, certamente, um fenômeno comum, se levarmos em conta que a faixa de voz, em telefonia, engloba componentes até a freqüência de 3 400 Hz, com um espectro bastante preenchido (vide a fig. 178).

Ao examinarmos a função α (f), ou seja, a variação do fator de atenuação α com a freqüência, percebemos que tal parâmetro torna-se constante tão-somente para valores mais elevados de f, quando a curva correspondente a α (f) aproxima-se da assíntota $1/2\ (R\sqrt{C/L} + G\sqrt{L/C})$. Nas freqüências mais reduzidas, todavia, a alteração de α passa a ser sensível o suficiente para contribuir com a distorção dos sinais, como será analisado adiante. A figura 179 apresenta o comportamento do fator de atenuação frente à freqüência, através da qual pode-se confirmar o que foi dito.

Com relação ao fator de fase, observamos que, para as freqüências elevadas, β (f) se aproxima da assíntota determinada pela equação $\beta = 2\pi f.\sqrt{LC}$, como é possível constatar pela figura 180. Todavia, para valores mais reduzidos, ele já não apresenta a mesma proporcionalidade.

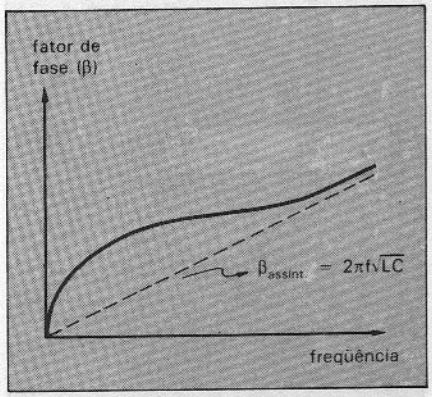
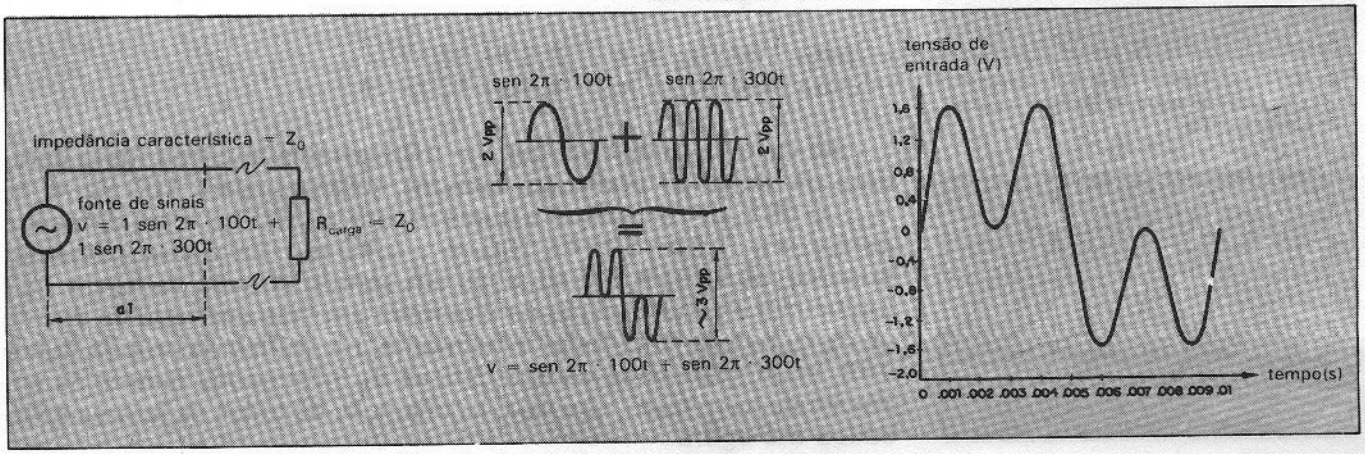


Fig. 180 — *Comportamento do fator de fase (β) em relação à freqüência.*

Fig. 181 — *Exemplo de um sinal composto aplicado à linha de transmissão.*



Fator de atenuação × freqüência
Tabela 6

freqüência (Hz)	fator de atenuação (Neper/Km)
100	$\alpha = 2{,}60 \cdot 10^{-3}$
300	$\alpha = 4{,}10 \cdot 10^{-3}$

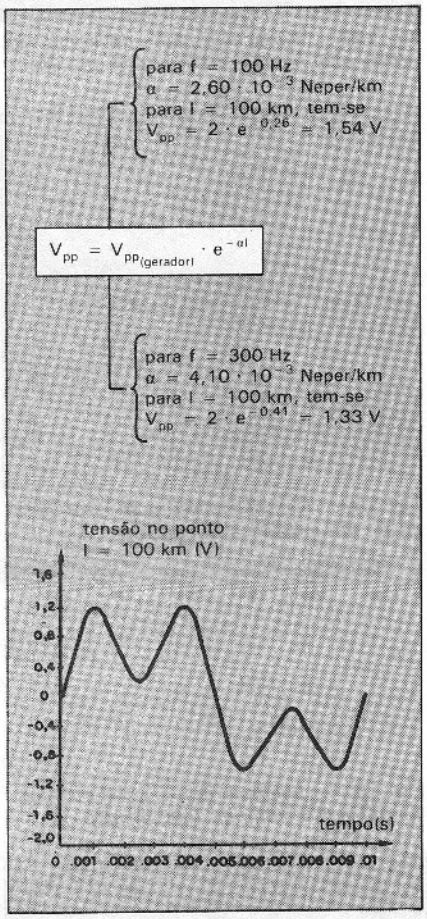


Fig. 182 — *O mesmo sinal após percorrer 100 km, considerando-se apenas a distorção em amplitude.*

Valores de β em duas freqüências
Tabela 7

freqüência (Hz)	fator de fase (rad/km)
100	$\beta = 2{,}51 \cdot 10^{-3}$
300	$\beta = 1{,}40 \cdot 10^{-2}$

Análise de um exemplo ilustrativo

Tomemos uma fonte de sinais "especial", gerando uma forma de onda composta por duas componentes senoidais de amplitude $2V_{pp}$ cada, nas freqüências de 100 e 300 Hz. A figura 181 ilustra a situação imposta e permite, inclusive, a apreciação do aspecto da informação introduzida na linha ($v = 1 \text{ sen } 2\pi \cdot 100t + 1 \text{ sen } 2\pi \cdot 300t$).

Consideremos, por hipótese, que o fator de atenuação para a linha em foco, a uma dada temperatura (embora não o tivéssemos comentado, o fator de atenuação em linhas de transmissão altera-se para diferentes condições ambientais), seja dado pelos valores da Tabela 6, para as freqüências de 100 e 300 Hz. Ora, como o fator de atenuação (α) varia com a freqüência, concluímos de imediato que a propagação do sinal vai sofrer a já comentada distorção em amplitude — se levarmos em conta que ele é formado por duas senóides com freqüências distintas, submetidas a níveis de atenuações de $\alpha = 2{,}60 \cdot 10^{-3}$ Neper/km (para 100 Hz) e $\alpha = 4{,}10 \cdot 10^{-3}$ Neper/km (para 300 Hz). Estimemos, pois, quais seriam as decorrências, em termos de trânsito na linha de transmissão, ao avaliarmos o mesmo sinal composto após propagar-se por 100 km (desprezando-se, no momento, o efeito da distorção em fase, que será detalhado brevemente).

Por meio da figura 182 podemos observar os cálculos necessários para determinação das atenuações em ambas as senóides, juntamente com a composição dessas resultantes, representativa do sinal propagado (a 100 km de distância da fonte geradora), distorcido em amplitude.

Somemos à informação considerada os efeitos causados pela distorção em fase, sabendo-se que as componentes de 100 e 300 Hz defasam-se relativamente a seus sinais originais, segundo um comportamento não proporcional ($\beta \neq Kf$). A propósito, vale aqui registrar que as duas distorções ocorrem conjuntamente, não sendo possível, em termos práticos, isolar um efeito do outro — embora assim tivéssemos suposto há pouco, em caráter didático.

Admitamos, para a análise da distorção em fase, os valores da Tabela 7 para β, nas freqüências de 100 e 300 Hz. As equações fase × distância para essas freqüências, supondo $\phi_{gerador} = 0$, seriam as seguintes:

— para 100 Hz: $\phi = -2{,}51 \cdot 10^{-3} \cdot l$
— para 300 Hz: $\phi = -1{,}40 \cdot 10^{-2} \cdot l$

No caso particular em que $l = 100$ km (distância da fonte geradora de sinais ao ponto em estudo), teremos, para 100 Hz, $\phi = -0{,}251$ rad, enquanto a componente, a 300 Hz, está defasada de $\Delta\phi = -1{,}40 \cdot 10^{-2} \cdot 100 = -1{,}40$ rad. Esquematicamente, poderíamos visualizar a situação em estudo através da figura 183 (que inclui a superposição da distorção em fase com aquela devida às variações de amplitude). Finalmente, no gráfico da própria figura 183, encontramos as características da informação distorcida em amplitude e em fase — ou seja, a conjunção de todos os fatores abordados até agora.

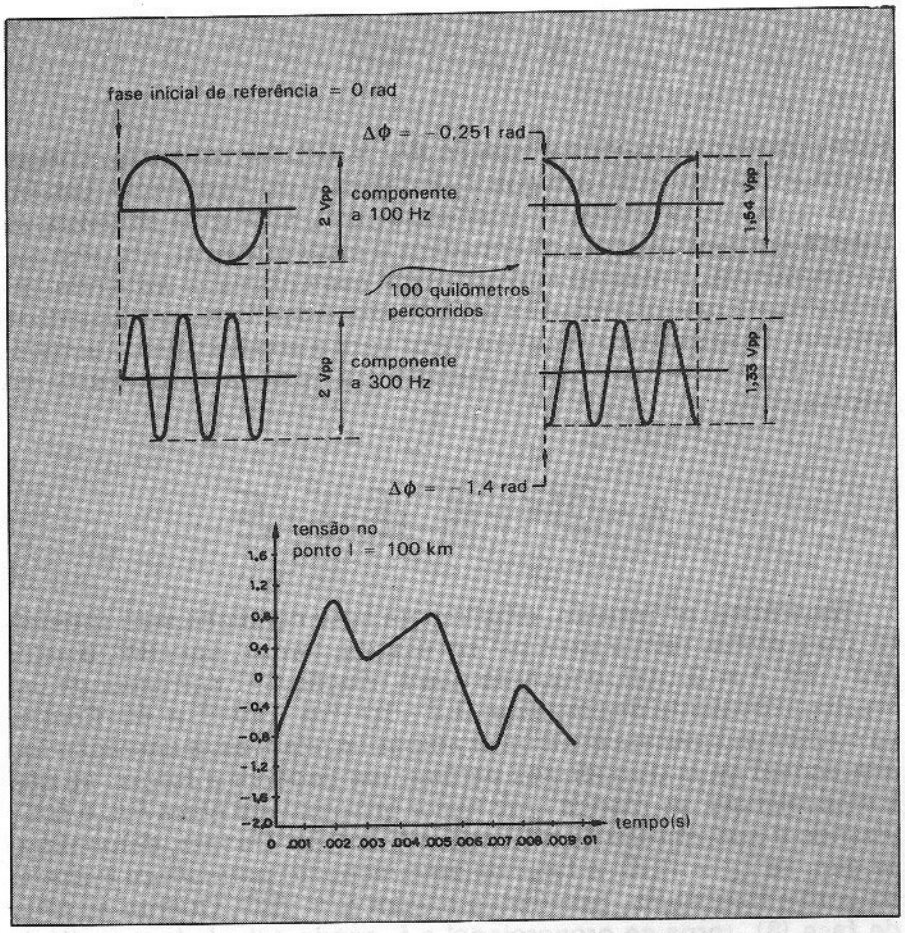


Fig. 183 — *Agregando os efeitos causados pelas distorções em fase e amplitude.*

Logicamente, a questão da influência da distorção sobre o sinal recebido na carga, no extremo da linha, depende da aplicação reservada a essa informação. No caso particular do envio de sinais de voz, a distorção de fase não representa maiores problemas, se recordarmos que o ouvido humano é insensível às variações de fase. As distorções em amplitude, por outro lado, quando não muito pronunciadas, pouco afetam as características de inteligibilidade (esse fato pode ser identificado por alterações no timbre da voz). O mesmo não pode ser dito sobre as transmissões de dados em linhas telefônicas. Nesta categoria de sinais, ambas as distorções tornam-se importantes, sendo necessária a inclusão de dispositivos corretivos (amplificadores e equalizadores) para a compensação desses efeitos.

Corrigindo a distorção na linha pelo carregamento indutivo

A pupinização, um caso particular de carregamento indutivo, já extensamente tratada durante este curso, está em condições de ser abordada em caráter teórico. Ao analisarmos a expressão que agrega Z_0, R, L, C, G e a freqüência de operação:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j \cdot 2\pi f L}{G + j \cdot 2\pi f C}}$$

concluímos que, quando a relação R/L = G/C for satisfeita, chegaremos a uma situação em que Z_0 independe da freqüência. Um fato de suma importância, se aceitarmos que, se a linha encontra-se casada (terminada com sua impedância característica), em uma dada freqüência, o mesmo não acontece nas demais — influindo negativamente nas informações em trânsito. Admitindo-se a igualdade anterior, chegamos ao seguinte valor para a impedância característica (independentemente das freqüências de cada componente da informação):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R/L + j \cdot 2\pi f}{G/C + j \cdot 2\pi f}} \quad \sqrt{\frac{L}{C}} \rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Na prática, entretanto, dificilmente essa condição será satisfeita. Com efeito, para o exemplo em estudo, temos, para R/L, o valor $6/2 \cdot 10^{-3} = 3\,000$, enquanto que à relação G/C corresponde um resultado bastante discrepante: $0{,}2 \cdot 10^{-6}/5 \cdot 10^{-9} = 40$. Porém, se o objetivo consiste em igualar ambas as relações, a alteração (ou alterações) de quaisquer dos parâmetros pode vir a forçar, se não a equivalência, ao menos uma maior proximidade entre R/L e G/C, visando a transmissão de sinais sem distorção. De fato, demonstra-se que, se $Z_0 = \sqrt{L/C}$, o fator de atenuação (α) permanece inalterado com a freqüência, assumindo o valor $\alpha = \sqrt{RG}$. Quanto ao fator de fase (β), torna-se proporcional a f, sendo calculado a partir da equação $\beta = 2\pi f\sqrt{LC}$. A modificação dos parâmetros, embora possível, esbarra em uma série de inconveniências, como aquelas descritas na Tabela 8.

Concluímos, portanto, com base na análise da tabela, a inviabilidade da alteração de G, C ou R. Além disso, percebemos que a pupinização corresponde à solução proposta sobre o carregamento indutivo, causando um acréscimo no valor do parâmetro L, tendendo a aproximar as relações R/L e G/C e melhorando as características da linha.

Influências da alteração de G, C, R e L
Tabela 8

característica alterada	implicando na
aumento da admitância (G)	introdução de perdas adicionais
redução da capacitância (C)	necessidade de modificação do espaçamento entre os condutores (no caso de linhas paralelas)
redução da resistência (R)	utilização de condutores com bitola mais elevada (solução antieconômica)
aumento da indutância (L)	modificação do espaçamento entre os condutores (linhas paralelas), ou adoção da técnica de carregamento indutivo

8 Transmissão por microondas

A interligação de equipamentos multiplexadores, que concentram, como é de nosso conhecimento, um grande número de canais telefônicos através de translações da faixa de voz para bandas mais elevadas, pode ser efetuada, na prática, pela adoção de dois métodos fundamentais: o estabelecimento de conexões físicas, utilizando cabos coaxiais, ou ligações entre os sistemas multiplexadores/demultiplexadores, onde a transmissão de informações é efetuada via rádio (nas freqüências de microondas). A escolha de um ou outro processo é função, basicamente, de parâmetros econômicos. Assim, para distâncias curtas ou médias, o emprego de cabos torna-se mais viável; a partir de um certo ponto, no entanto, um equipamento transmissor nas freqüências de microondas pode ser considerado mais vantajoso (vide a fig. 184).

Todavia, outros fatores, tais como acidentes geográficos, influenciam na determinação da técnica mais conveniente. Assim, por exemplo, se o terreno localizado entre centrais telefônicas possuidoras de equipamentos multiplexadores é acentuadamente irregular, embora a distância seja elevada, uma conexão física por cabos coaxiais passa a ser preferida, em detrimento da transmissão por microondas.

Neste capítulo vamos abordar o processo de transmissão por microondas, seja da categoria "visada direta" (radiovisibilidade), seja em tropodifusão, após apresentar a alocação dos espectros de freqüência em suas várias aplicações, tais como emissão de rádio, televisão, comunicações em suas mais diversas formas etc. — seguida de uma análise sintética sobre a propagação das ondas eletromagnéticas.

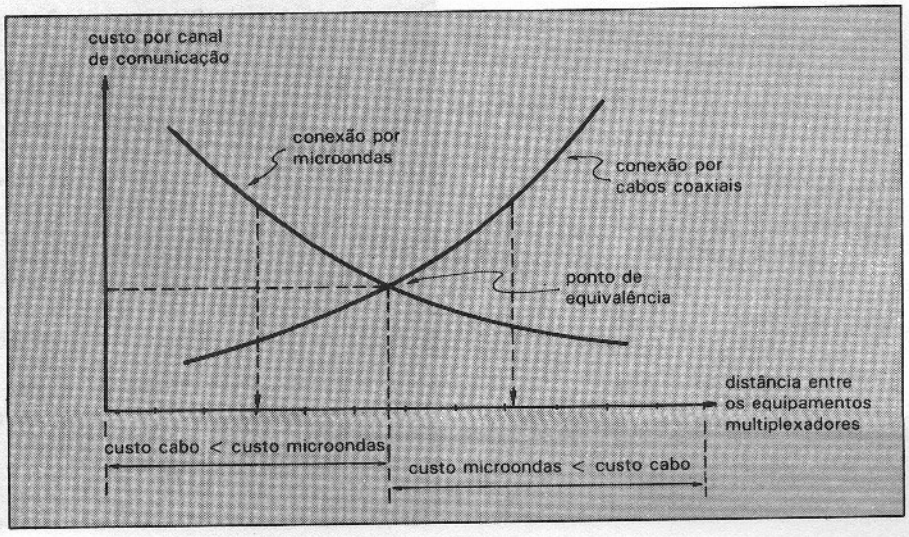


Fig. 184 — *Comparação custo x distância entre dois sistemas multiplexadores interligados.*

Aproveitamento das gamas de freqüência em telecomunicações

Em estudos como este torna-se conveniente fazer uma análise da divisão do espectro de freqüências para cada aplicação. Note que, à medida que o comprimento de onda decresce (e aumenta a freqüência), a propagação eletromagnética se comporta de forma análoga aos sinais luminosos (encaminhamento em linha reta, possibilidades de refração e reflexão etc.). São exatamente essas propriedades, como veremos logo mais, que caracterizam a banda de microondas.

Sob uma primeira aproximação, podemos distinguir nove zonas principais no espectro de freqüências compreendido entre algumas dezenas de quilohertz e centenas de gigahertz: freqüências extremamente baixas (ELF); freqüências muito baixas (VLF); freqüências baixas (LF); freqüências médias (MF); freqüências altas (HF); freqüências muito altas (VHF); freqüências ultra-altas (UHF); freqüências superaltas (SHF) e, finalmente, as freqüências extremamente altas (EHF). A Tabela 9 resume os principais usos de cada banda, incluindo-se as freqüências-limite (em valores aproximados) para as respectivas faixas.

Convém ressaltar que a faixa ELF também é conhecida pelo termo "ondas extremamente longas", em alusão à ordem de grandeza do comprimento de onda associado à zona de freqüências considerada. Em analogia, a banda VLF possui "ondas muito lon-

Alocação do espectro de freqüências
Tabela 9

Banda	Faixa de freqüências	Principais utilizações
ELF	até 10 kHz	Comunicações submarinas e subterrâneas. Não é usual seu emprego sob a forma de emissões eletromagnéticas para outras aplicações
VLF	10 kHz — 30 kHz	Comunicações marítimas e militares
LF	30 kHz — 300 kHz	Comunicações marítimas e aéreas
MF	300 kHz — 3 MHz	Radiodifusão local
HF	3 MHz — 30 MHz	Radiodifusão distante e aplicações de caráter geral
VHF	30 MHz — 300 MHz	Transmissões de televisão, radar
UHF	300 MHz — 3 GHz	Transmissões de televisão, comunicações entre estações repetidoras e por satélite. Também pode ser empregada em radares
SHF EHF	3 GHz — 30 GHz 30 GHz até cerca de 300 GHz	Comunicações por radiovisibilidade, tropodifusão, via satélite. Tais freqüências são adotadas nos sistemas de radar e em aplicações específicas

gas''; as LF, ''ondas longas''; MF, ''ondas médias''; HF, ''ondas tropicais'' e ''ondas curtas''; seguem-se as ''ondas ultracurtas'' e, finalmente, quando alcançamos uma região que começa ao redor dos 900 MHz, as ''microondas''.

Propagação das ondas eletromagnéticas na atmosfera

O trajeto das ondas eletromagnéticas entre transmissor e receptor é função das características do meio interposto entre as estações, incluindo-se no termo ''meio'' a atmosfera e as condições da superfície terrestre (irregularidades do terreno, a presença de montanhas, oceanos etc.). Acrescente-se ainda a dependência devida a outros fenômenos, tais como a pressão e a temperatura ambiente. Analisemos inicialmente a composição atmosférica, para então adentrarmos no estudo da propagação nas diferentes faixas de freqüências, a fim de fornecer subsídios para uma descrição mais aprofundada sobre a transmissão e a recepção na faixa de microondas.

A troposfera, a estratosfera e a ionosfera correspondem aos três níveis principais da atmosfera terrestre. Assim, a troposfera envol-

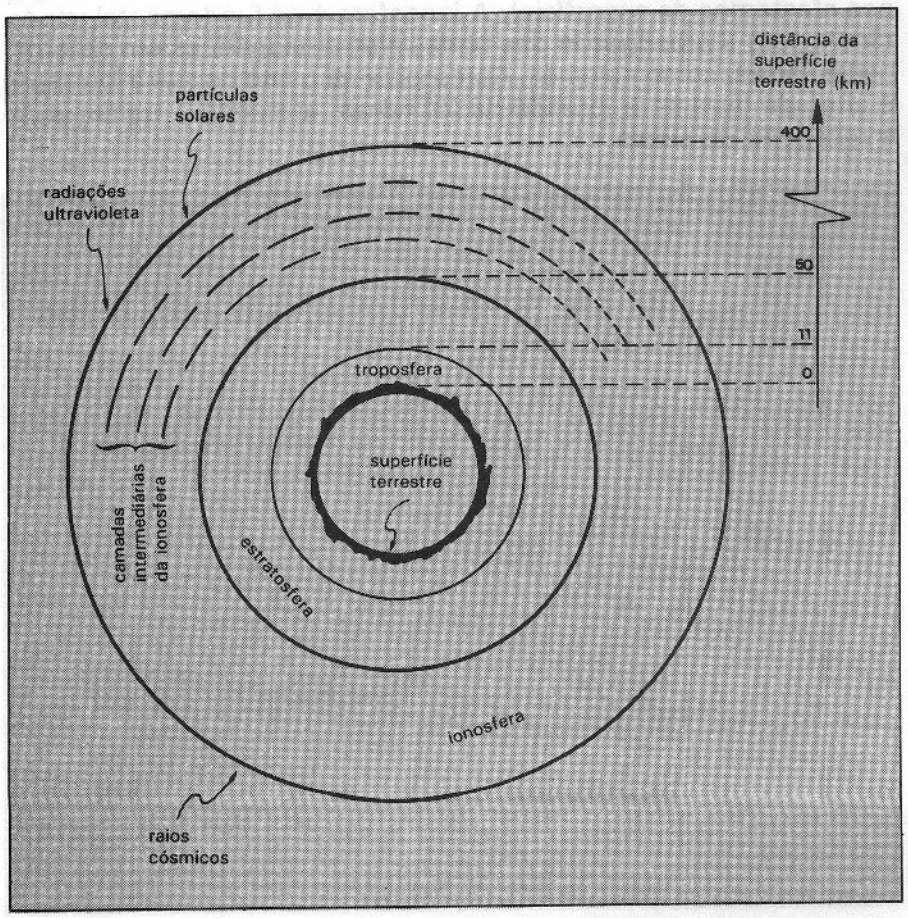


Fig. 185 — *Formação da atmosfera terrestre sob o ponto de vista das telecomunicações.*

ve o planeta como um todo, a estratosfera encobre completamente a troposfera, enquanto a ionosfera pode ser considerada como uma manta em torno das camadas mais internas. Na figura 185 representamos, de forma simplificada, as três regiões. Observe que a troposfera ocupa uma distância da ordem de 11 km a partir da superfície terrestre, sendo que a temperatura decresce com a altitude, chegando a cerca de $-50°C$ ao final da camada. A água vaporizada, o oxigênio, o gás carbônico e o nitrogênio constituem, em essência, os elementos básicos desse nível. As ondas eletromagnéticas, nessa camada, sofrem refrações e absorção de energia pelos gases presentes, além de serem afetadas por chuvas e outras ocorrências meteorológicas.

A estratosfera não influencia sensivelmente a propagação eletromagnética, sendo praticamente inativa sob o aspecto dos desvios de trajeto (reflexões e refrações). Possui uma extensão em torno de 40 km, sendo caracterizada pela isotermia (constância da temperatura, independentemente da altitude).

A ionosfera, o revestimento mais externo da atmosfera, é notória pela reduzida densidade de seus gases. Por ser a camada mais desprotegida, recebendo emissões das mais variadas origens (tais como irradiações ultravioleta e partículas solares, radiações cósmicas etc.), a ionosfera está sendo constantemente submetida a choques moleculares com a conseqüente formação de íons (daí, a designação "ionosfera"). Prolongando-se por cerca de 350 km acima da estratosfera, essa região é ainda subdividida em seções menores, com graus de ionização variados (aumentando à medida que nos afastamos da superfície). A ionosfera é de fundamental importância para a propagação das ondas eletromagnéticas em determinadas faixas, como veremos. Acrescente-se o fato de que a ionização é alterada durante a jornada de 24 horas, afetando a transmissão e recepção de sinais.

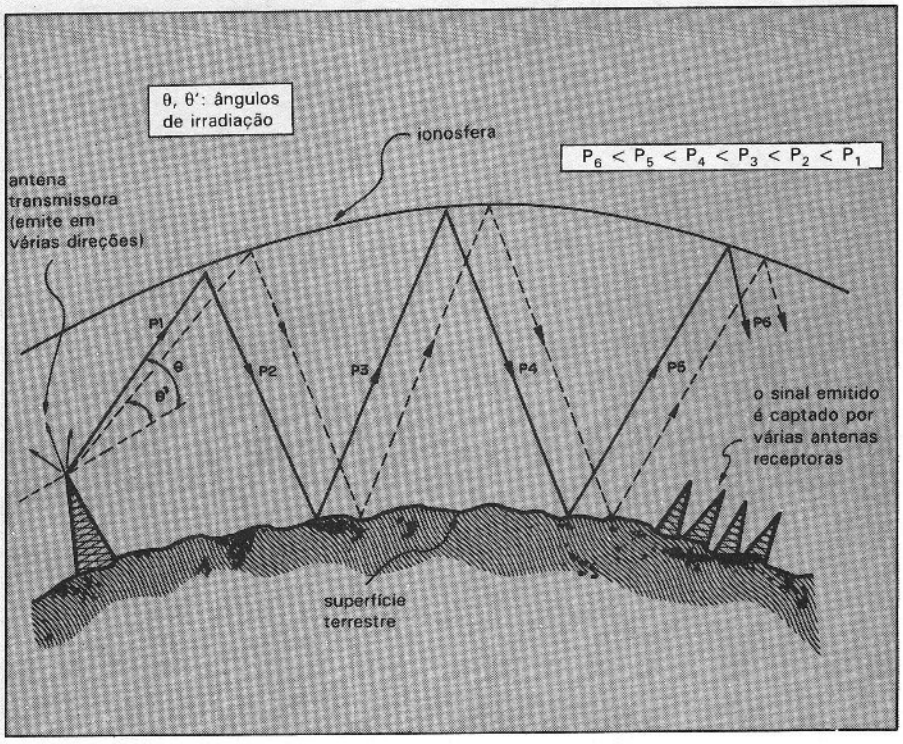


Fig. 186 — *Comportamento da propagação eletromagnética na faixa VLF.*

Emissão e recepção eletromagnéticas em várias freqüências

Vamos abordar, de forma sucinta, os principais fenômenos associados à propagação eletromagnética em cada banda de freqüências. Excluímos a faixa ELF, que se destina, como já citamos, essencialmente às comunicações submarinas e subterrâneas, devido à sua reduzida atenuação em meios como água e terra.

A transmissão de sinais na banda VLF baseia-se principalmente na reflexão ionosférica. Como indica a figura 186, um sinal emitido por uma antena rumo à ionosfera sofre, ao alcançá-la, um rebatimento (juntamente com uma pequena perda no meio), reincidindo sobre a superfície terrestre — esta também dotada de características reflexivas e atenuantes. O processo se repete, possibilitando a recepção a grandes distâncias.

Na faixa LF notamos uma gradual modificação na forma de propagação. A reflexão ionosférica perde em importância, principalmente pelas crescentes atenuações, à medida que a freqüência de operação aumenta. Temos então a predominância da chamada "propagação superficial", ou "ondas de superfície", que se estende também pela zona MF. Como sugere a figura 187, esse gênero de propagação acompanha a superfície terrestre, sendo empregado principalmente na emissão de rádio a nível comercial. Revela-se um meio eficiente de comunicação em médias distâncias.

A refração ionosférica caracteriza o comportamento eletromagnético na banda HF, juntamente com a transmissão das ondas de superfície (fig. 188). Se considerarmos que a ionosfera é formada por uma série de camadas de diferentes propriedades, torna-se possível que um sinal emitido em sua direção venha a ser refratado e retorne à superfície. Atente, porém, para a distinção entre reflexão e refração: no primeiro caso, temos o retorno puro e simples da frente de onda, à semelhança de um espelho, enquanto que, no segundo, ocorre uma alteração na direção de propagação, em função de alte-

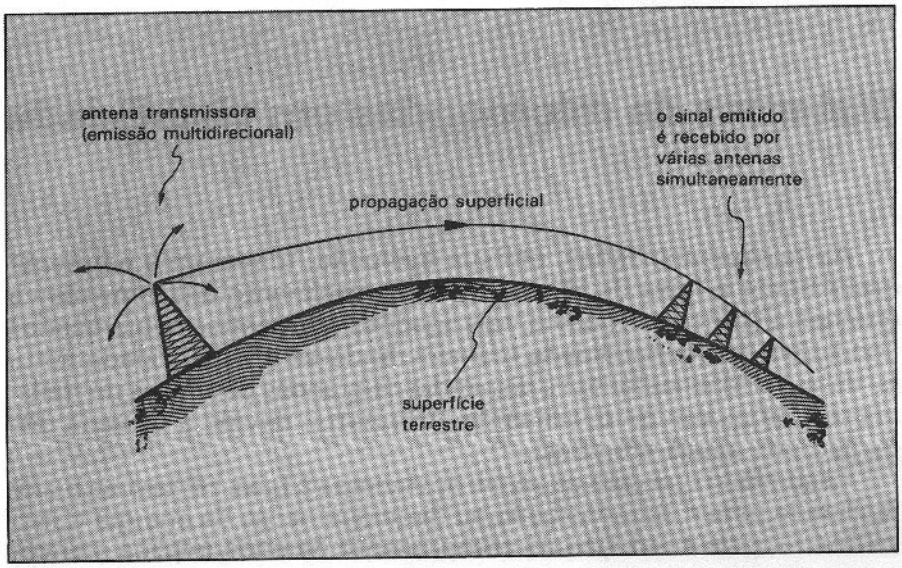
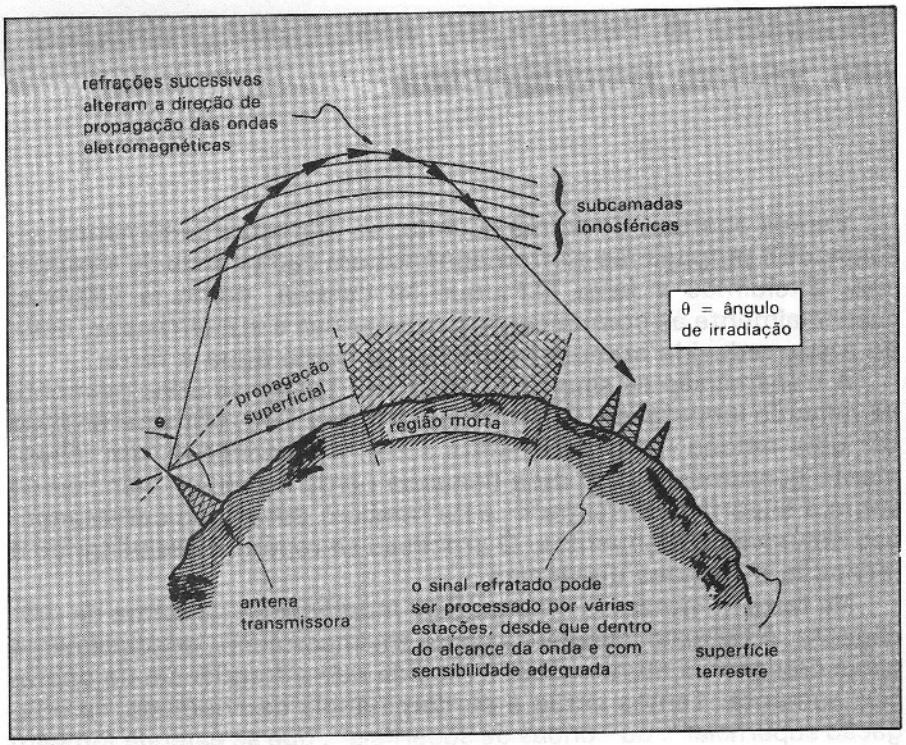


Fig. 187 — *Transmissão de sinais para parte da banda LF e a totalidade da faixa MF.*

Fig. 188 — *Mecanismo de transmissão na banda HF.*



rações na constituição do meio. Perceba também a existência de uma região morta, que não é atingida pelas ondas de superfície, o mesmo ocorrendo com relação à frente de onda que retorna devido às sucessivas refrações. Logo, tal propagação torna-se viável para comunicações a longas distâncias, pois o retorno do sinal pode ser captado apenas em pontos muito afastados da fonte transmissora.

Por outro lado, saiba que a refração é efetuada segundo trajetórias diferenciadas, em função do comprimento de onda, como representa a figura 189. Essa característica deve-se ao fato de que a refração toma lugar nas camadas mais elevadas da ionosfera, na medida em que aumenta a freqüência. Em conseqüência, o alcance é ampliado. Em um certo ponto, porém, o sinal irradiado atravessa a ionosfera, e o retorno da onda propagada não mais acontece.

Sistemas de microondas em visibilidade

As telecomunicações, em sua evolução, tenderam a empregar inicialmente a faixa de HF para o estabelecimento das conexões a grandes distâncias. Todavia, tais ligações efetuam-se sob precárias condições de confiabilidade (considerando-se a instabilidade natural da camada ionosférica) e dispêndio de grandes potências no transmissor, da ordem de dezenas de quilowatts, devido à elevada dispersão dos sinais emitidos.

Assumindo que para as zonas posteriores à faixa HF tem-se maior facilidade para a concentração ou direcionamento da energia transmitida — pois a redução do comprimento de onda implica o enca-

minhamento em linha reta das ondas eletromagnéticas geradas —, podemos trabalhar com elas de forma semelhante ao que se faz com as informações luminosas, ou seja: passam a ser possíveis a focalização, difração, reflexão e, de um modo geral, todos os fenômenos vinculados à propagação da luz. Essa tendência facilita as interligações em "visada direta", a partir da banda de VHF, com um significativo acréscimo de confiabilidade, mas com menor alcance.

Já na faixa SHF encontram-se as maiores aplicações no que se refere às ligações por radiovisibilidade. Como a focalização é extremamente facilitada, devido à baixa dispersão, os circuitos transmissores operam em potências reduzidíssimas (por volta de alguns watts, apenas), ao lado de um excelente grau de confiabilidade. Todavia, os enlaces a longas distâncias somente podem ser realizados à custa da introdução de várias estações repetidoras entre o transmissor e o receptor — pois a antena transmissora deve "enxergar" a receptora, em analogia à sinalização luminosa.

Análise do meio de transmissão

O sinal composto presente na saída de um equipamento multiplexador (informação designada por "banda básica") deve ser aplicado a um dispositivo modulador e transmitido através de uma antena adequada, como indica a figura 190. O processo de demodulação ocorre de modo inverso, recuperando-se, na central de destino, as informações originais.

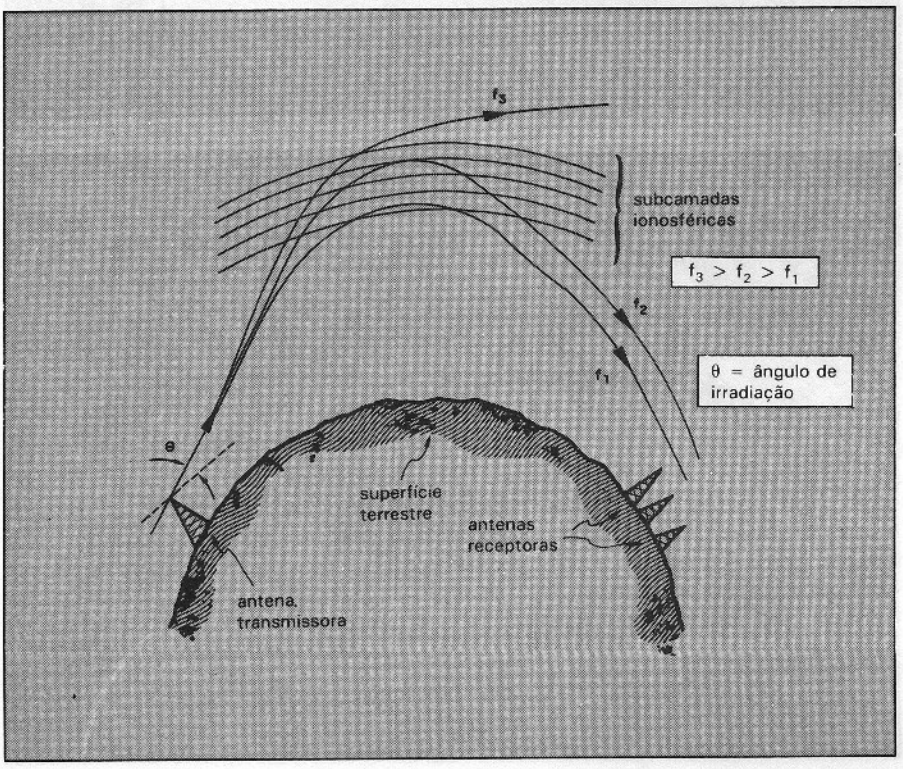


Fig. 189 — *Refração ionosférica em função da freqüência de transmissão (com ângulo de irradiação constante).*

Nas comunicações em visibilidade, a antena receptora encontra-se, em princípio, aquém da linha do horizonte, captando uma informação orientada especificamente para ela; o que não acontece, por exemplo, no caso da radiodifusão, onde uma antena transmissora emite sinais para um grande número de receptores. Ao garantirmos que uma determinada transmissão em microondas encontrará um e somente um destinatário, eliminamos (teoricamente, ao menos) a possibilidade de interferências entre sistemas de comunicação próximos entre si. Torna-se possível, portanto, a existência, digamos, de dois enlaces (T1/R1 e T2/R2), ambos emitindo e recebendo informações com as mesmas portadoras, sem influências mútuas (conforme ilustra a fig. 191).

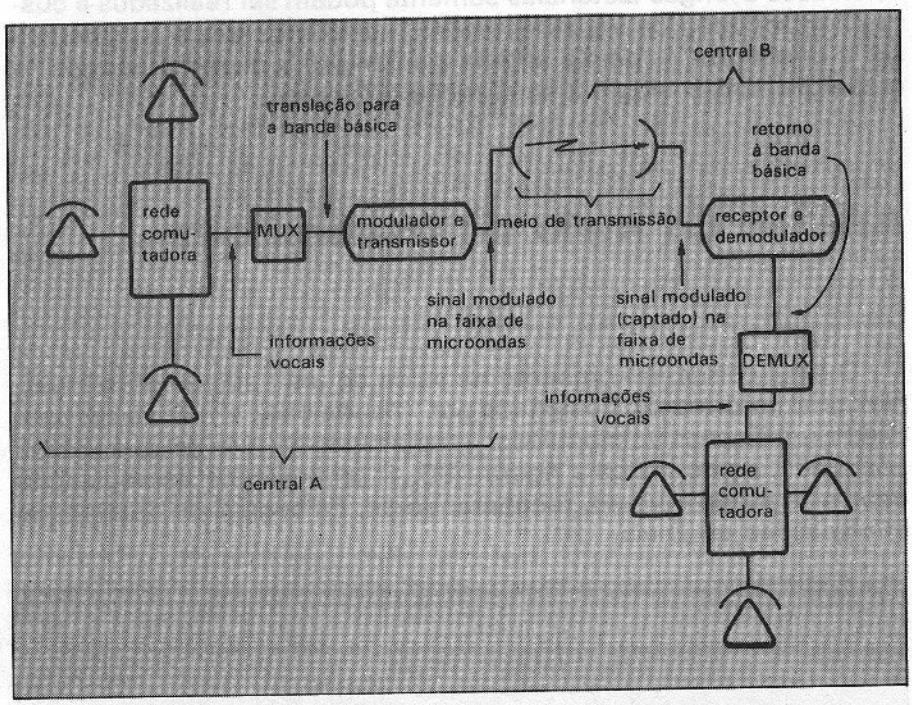


Fig. 190 — *Ligação entre centrais que empregam a técnica de microondas em visibilidade.*

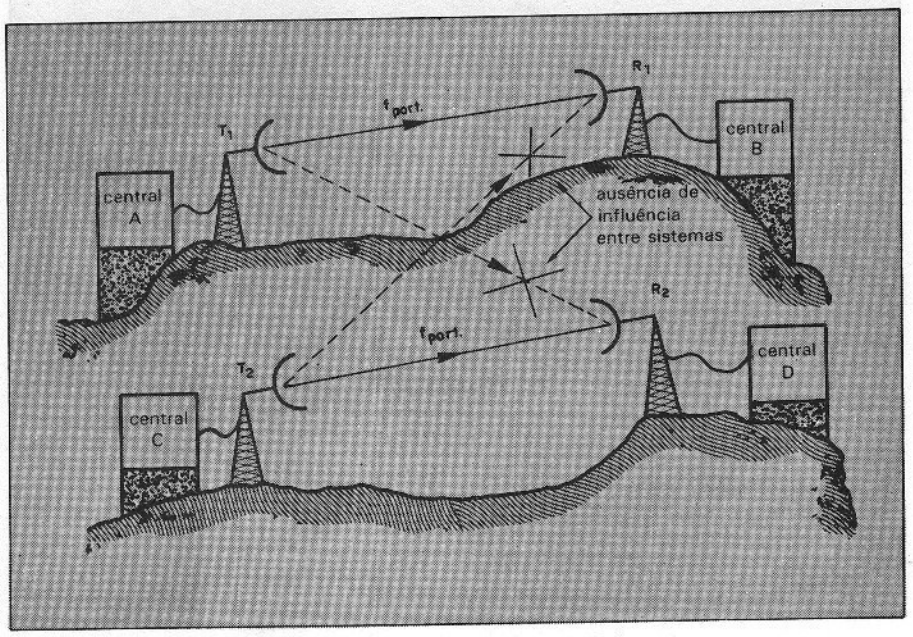


Fig. 191 — *Dois pares de sistemas que usam microondas em visibilidade não devem sofrer interferências mútuas.*

A necessidade de estações repetidoras

Sabemos que uma interligação do tipo "visada direta", como o próprio nome indica, é efetuada a partir da propagação em linha reta das ondas eletromagnéticas, somada a um elevado grau de focalização das mesmas, o que implica a utilização de baixas potências de transmissão. Tais características pressupõem a ausência de barreiras e obstáculos, tais como elevações do terreno (morros interpostos entre as antenas transmissora e receptora, por exemplo). Um obstáculo interrompendo o elo de comunicação acarreta a redução no nível de potência aproveitável pelo equipamento receptor. Como "desviar-se" então dos problemas causados pelas obstruções? A solução está implícita na própria questão. Devemos, de algum modo, eliminar os efeitos causados pelos obstáculos, o que pode ser conseguido através de duas técnicas básicas: 1) emprego de antenas — seja de recepção ou transmissão — mais elevadas, ou 2) inclusão de dispositivos que alterem a direção de propagação do sinal.

A primeira alternativa, ilustrada na figura 192, torna-se inconveniente por razões de caráter técnico e econômico. Por sua vez, mudanças na orientação do feixe de microondas poderiam ser conseguidas através da inclusão de repetidores passivos ou ativos, como será visto adiante.

Repetidores passivos

Um exemplo de repetidor passivo, entre outros, é dado pelas chamadas "antenas interligadas". Através da figura 193, podemos observar o princípio de operação desse dispositivo: o elemento transmissor dirige seu feixe para a antena "A", que está vinculada à "B"

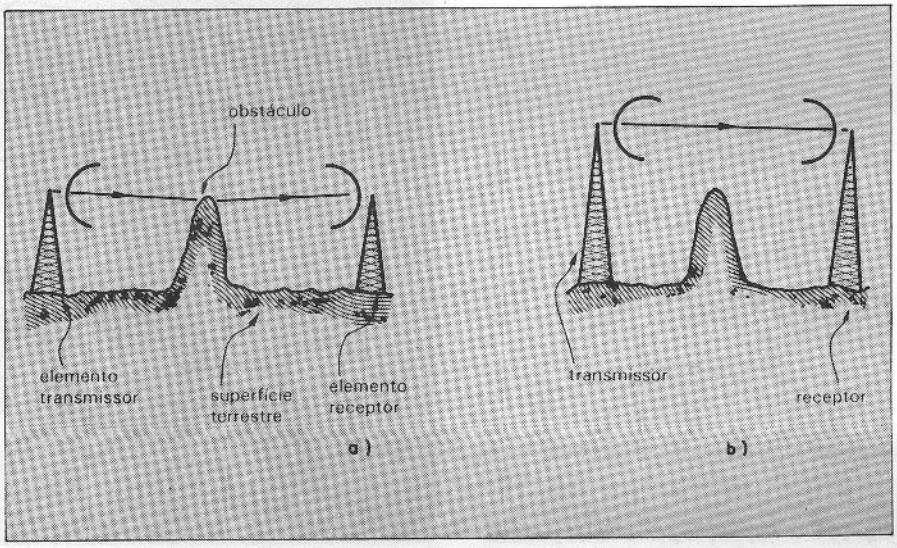


Fig. 192 — *Enlace de microondas prejudicado por um obstáculo (a) e a solução das torres mais elevadas (b).*

por intermédio de um guia de onda. Dessa forma, a antena "B" assume o papel de transmissora, encaminhando o sinal — já com a orientação alterada — rumo ao equipamento de recepção. Este tipo de repetidor, no entanto, implica perdas sensíveis no enlace, além de criar outros problemas.

Por isso, outras soluções são adotadas para o desvio do feixe. Uma delas consiste na utilização de refletores, os quais, como um espelho, modificam o curso do sinal incidente (veja a fig. 194). Essa técnica, denominada "repetição por reflexão passiva", quando comparada ao sistema de antenas interligadas, prova ser mais eficiente. Por outro lado, as grandes dimensões físicas dos refletores constituem um fator negativo, muito considerado no projeto de redes de microondas na presença de obstáculos.

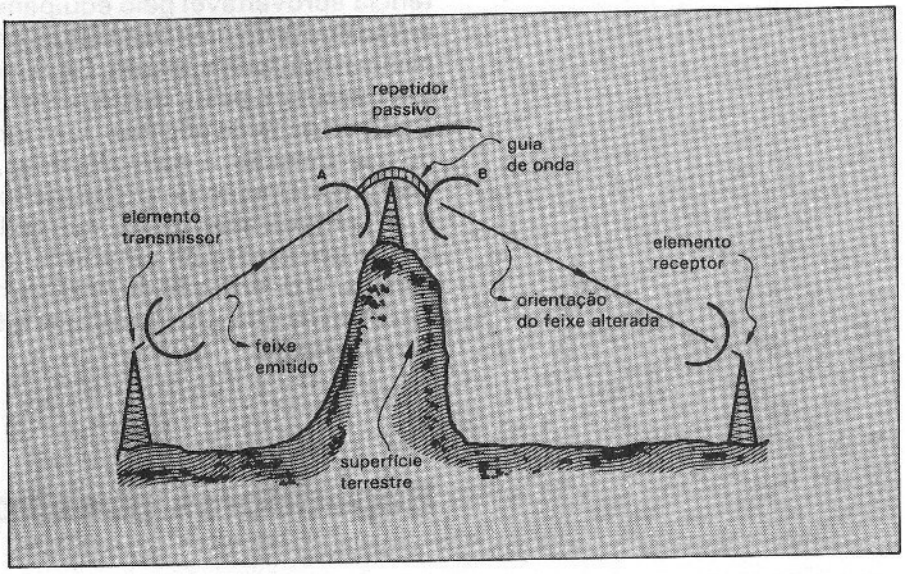


Fig. 193 — *Repetidor passivo do tipo "antenas interligadas".*

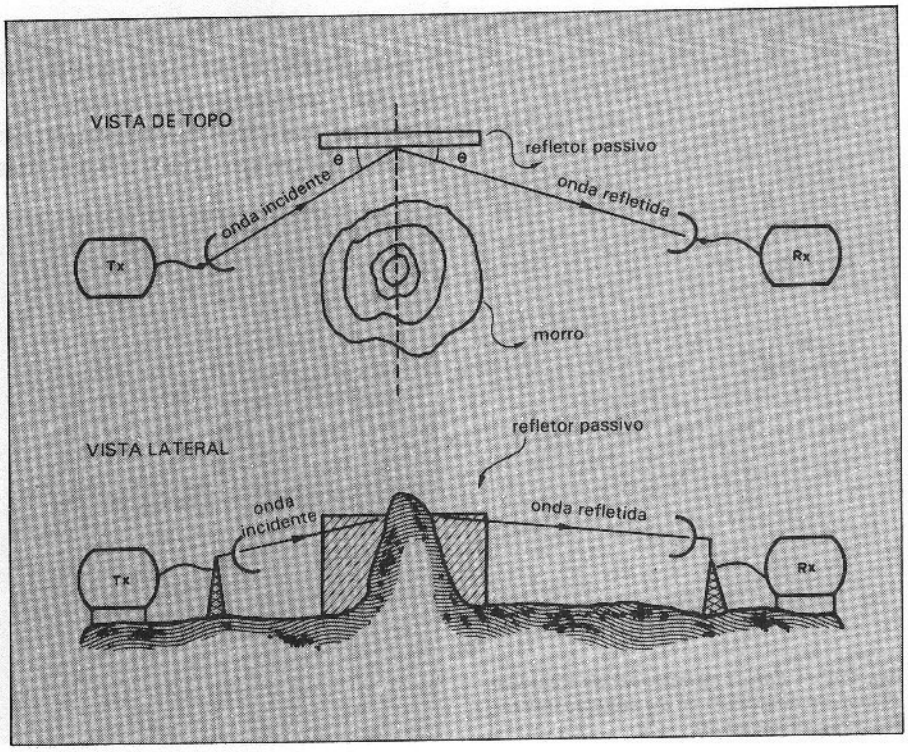


Fig. 194 — *Repetição por reflexão passiva.*

Retransmissão ativa

Nos casos em que o transmissor está localizado a uma distância considerável do equipamento receptor, torna-se necessário o emprego de repetidores ativos. Tais dispositivos, além de atenderem às necessidades de emissão e captação dos sinais em visada direta (contornando assim os empecilhos causados pelas irregularidades do terreno), devem "reforçar" a informação emitida, tendo-se em conta a atenuação sofrida pelas ondas eletromagnéticas. Em certas situações, torna-se necessária, inclusive, a utilização de vários retransmissores ativos — distanciados entre si algumas dezenas de quilômetros, em média. Em suma, o repetidor ativo capta um sinal debilitado, amplifica-o e retransmite-o a um repetidor posterior ou diretamente ao equipamento receptor. A figura 195 ilustra um enlace de microondas composto pelo equipamento transmissor, dois repetidores ativos e o receptor. A figura 196 apresenta, simplificadamente, a estrutura de um retransmissor ativo, que compreende basicamente um amplificador de microondas, a antena de recepção e a de reemissão.

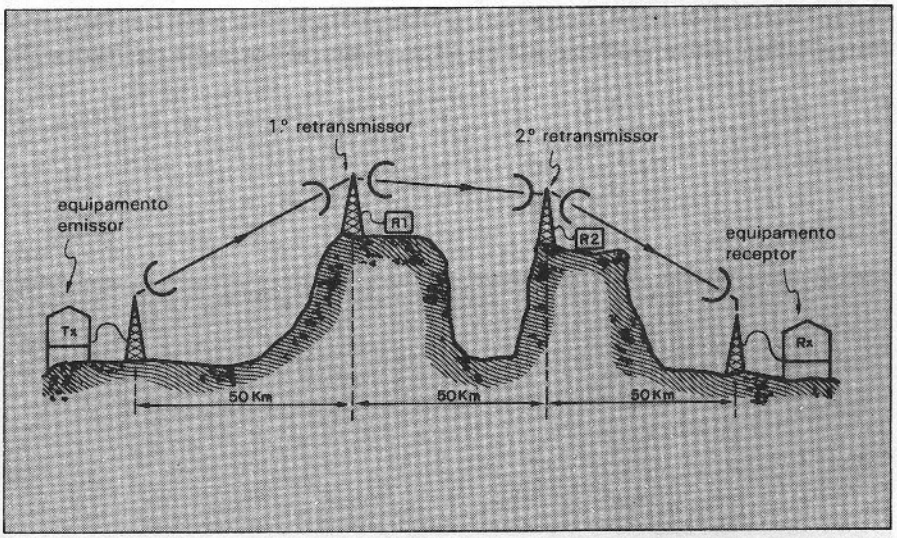


Fig. 195 — *Repetidores ativos em conexões distantes por microondas.*

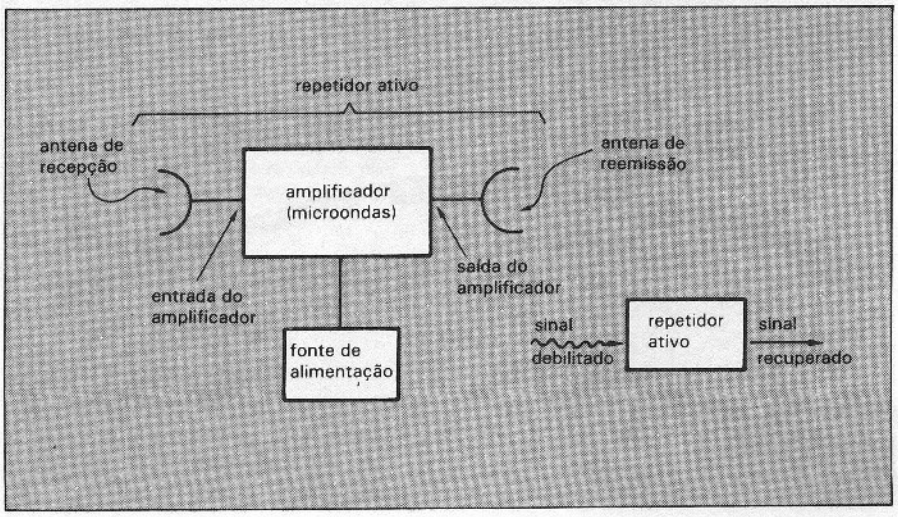


Fig. 196 — *Estrutura básica de uma estação retransmissora ativa.*

Propagação por tropodifusão

Uma opção viável, quando se considera uma portadora da ordem de 1 GHz, para o caso das comunicações a longas distâncias (algumas centenas de quilômetros), consiste na ligação por tropodifusão. Conforme será visto logo mais, a propagação por difusão das ondas eletromagnéticas na troposfera exige transmissores com potências muito mais elevadas que as empregadas nas conexões por visada direta, que consomem algumas centenas de watts. As interligações por tropodifusão tornam-se convenientes nas situações em que a instalação de estações repetidoras não é recomendada — como, por exemplo, quando existem dificuldades de acesso e de manutenção do equipamento, além dos custos proibitivos.

Esse processo de propagação fundamenta-se na emissão de energia eletromagnética para a troposfera, a qual, por conter regiões com diferentes constantes dielétricas (ε), atua nos sinais irradiados de forma a criar um efeito misto de difusão e reflexão da energia, em várias direções — originando, então, "parcelas" de sinais representadas pela figura 197. É evidente que algumas dessas parcelas podem ser dirigidas rumo à antena receptora, embora cheguem a ela bastante enfraquecidas; daí a necessidade de altos níveis de potência na irradiação.

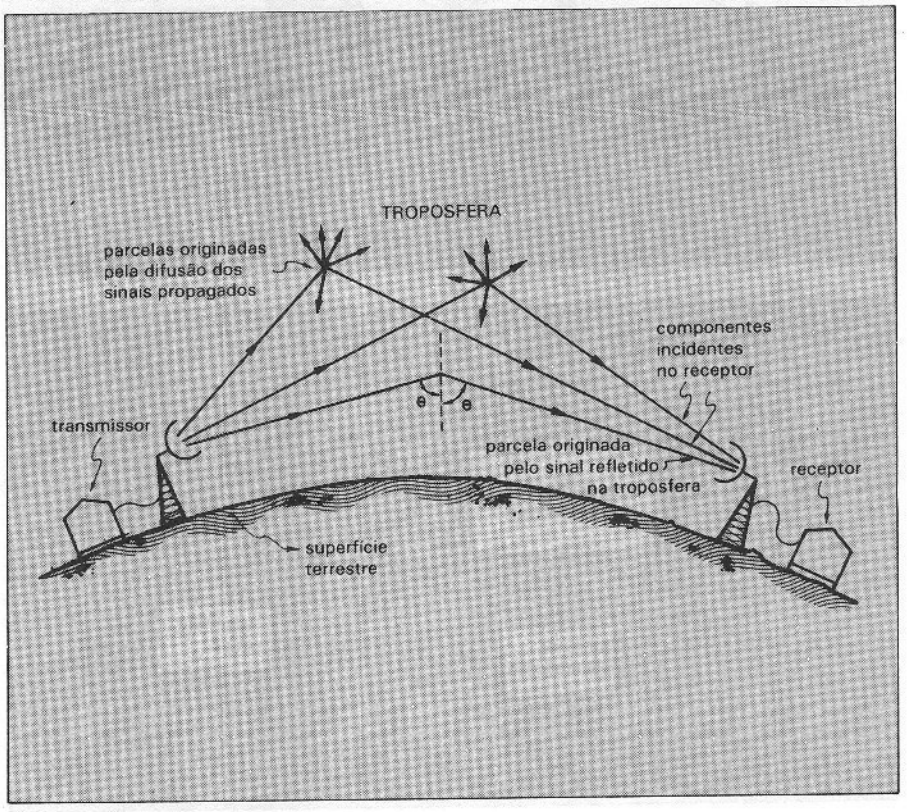


Fig. 197 — *Princípio da transmissão troposférica.*

9 Transmissão de dados por linhas telefônicas

O desenvolvimento das técnicas de computação implicou, há alguns anos, o surgimento dos sistemas de teleprocessamento — que visam, basicamente, a interligação entre centrais de processamento de dados por intermédio de linhas telefônicas. Assim, computadores localizados em pontos remotos (diferentes localidades, cidades ou mesmo países) passam a permutar informações entre si, alterando por completo os conceitos tradicionais do tratamento de dados, ou seja, salas isoladas, contendo computadores orientados para a realização de tarefas destinadas apenas ao atendimento de um círculo restrito de usuários.

Podemos assim definir um circuito de transmissão de dados como um conjunto de elementos que transportam sinais de um ponto a outro, normalmente distantes entre si. A figura 198 mostra o diagrama em blocos de um circuito de transmissão de dados. Pode-se constatar aí que, para cada ponto remoto, temos uma central de processamento de dados, representada por um equipamento terminal (encarregado do envio e recebimento das informações). Nota-se a existência, no mesmo diagrama, do "meio de transmissão" — na prática, constituído pelas linhas telefônicas usuais e tratamentos associados (multiplexação, transmissão via rádio, satélites etc.).

Como essas redes, por razões históricas, foram concebidas, dimensionadas e construídas visando o trânsito de informações vocais, e não o de sinais digitalizados, o circuito de transmissão de dados de-

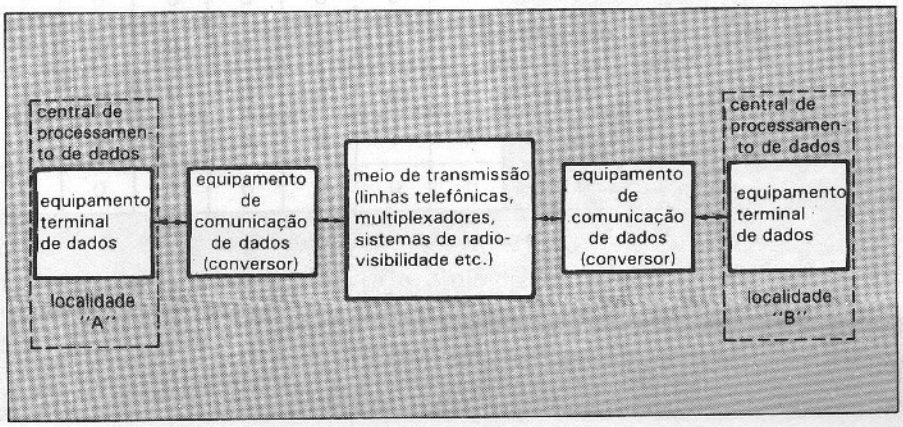


Fig. 198 — *Esquematização do circuito de transmissão de dados.*

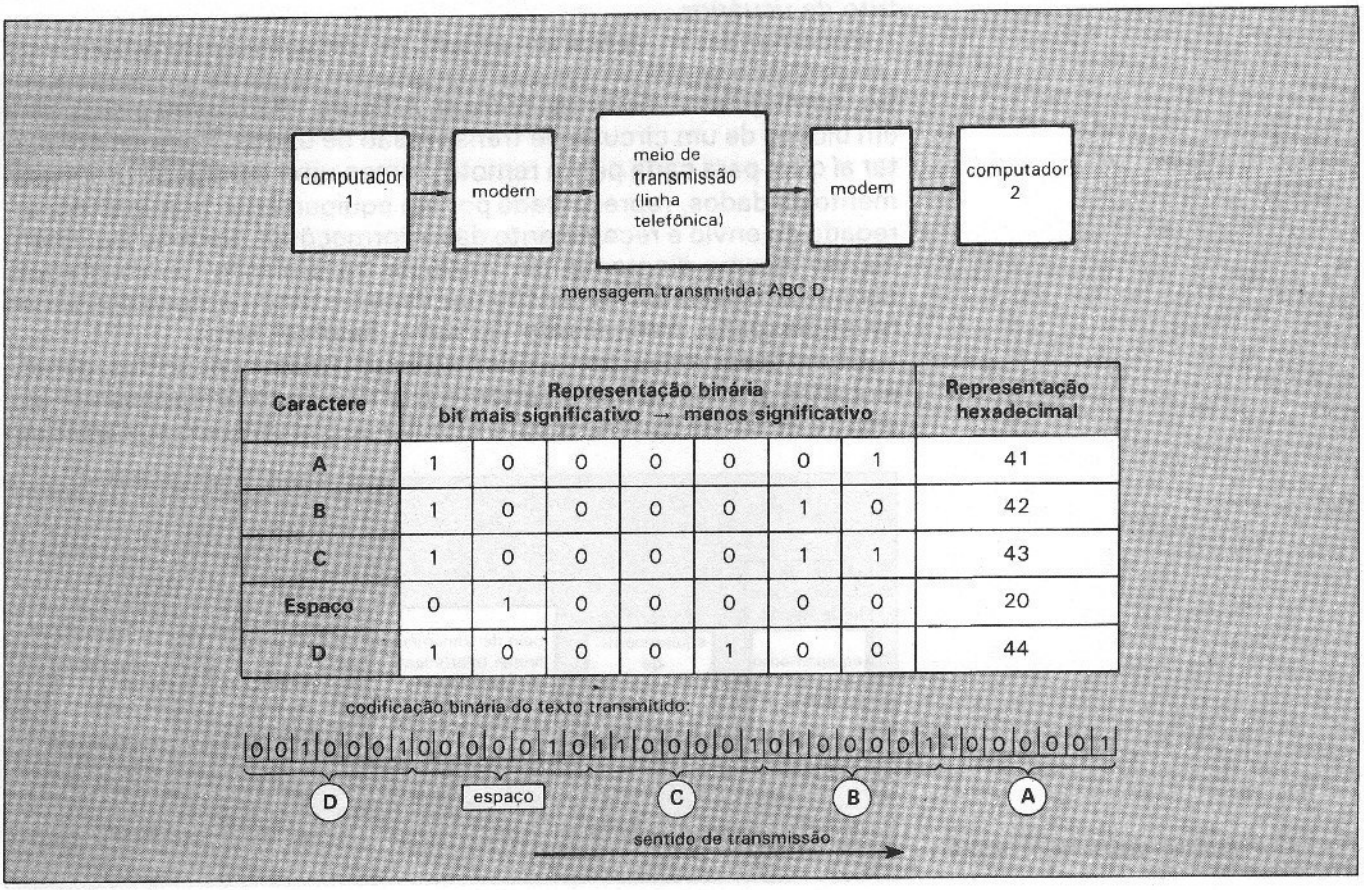
ve, de alguma forma, adaptar-se a esta situação "de fato", por meio da conversão das informações binárias em níveis analógicos, semelhantes aos sinais de voz. Tal tarefa está a cargo dos **equipamentos de comunicação de dados**, dispositivos que transformam, no momento da emissão, os dados digitalizados em sinais adequados para a linha telefônica. Junto ao terminal receptor, por sua vez, um segundo conversor é conectado, operando de modo inverso ao anterior, recuperando as informações originais.

Os equipamentos de comunicação de dados transformam, em suma, sinais digitais em analógicos, respeitando, todavia, as limitações impostas pelo espectro de voz em telefonia; para tanto são empregados os princípios de modulação em freqüência, fase, amplitude etc. (evidentemente, na recepção das informações uma etapa de demodulação se faz necessária).

Cabe aqui mencionar a existência de uma técnica alternativa para a transmissão de sinais digitais em linhas telefônicas: a modulação em banda-base. A rigor, tal processo não poderia ser classificado como "modulação" se considerarmos que o tratamento dos sinais consiste essencialmente em passá-los por filtros, agregando-se uma etapa posterior de codificação; em seguida, aplica-se os níveis resultantes ao meio de transmissão.

As tarefas de modulação dos sinais digitais e demodulação das informações analógicas, executadas pelos equipamentos de comunicação de dados, podem ser confiadas a um único dispositivo, modular e demodulador simultaneamente, para o caso da comunicação bidirecional. Tal elemento é conhecido por **modem**, junção das letras iniciais das palavras **mo**dulador e **dem**odulador.

Fig. 199 — *Princípio da transmissão de caracteres segundo a codificação ASCII.*



Caractere	Representação binária bit mais significativo → menos significativo							Representação hexadecimal
A	1	0	0	0	0	0	1	41
B	1	0	0	0	0	1	0	42
C	1	0	0	0	0	1	1	43
Espaço	0	1	0	0	0	0	0	20
D	1	0	0	0	1	0	0	44

Código na transmissão entre computadores

Tomando por hipótese a situação em que um computador deve enviar uma série de caracteres a um terminal distante e sabendo que cada caractere pode ser associado a uma informação binária (no caso, os sete dígitos do código ASCII), e que a comunicação por linhas telefônicas se caracteriza pela transmissão serial dos dados, surge a necessidade de agrupar os caracteres em seqüências — ou, mais precisamente, que se tenha na saída do modem uma sucessão de dígitos identificadores dos caracteres originais. Deve-se, entretanto, diferenciar, no equipamento receptor, o bloco de informações binárias que simbolizam um certo caractere, localizando o início e o final de cada série de bits.

A figura 199 exemplifica o caso com uma situação onde se deseja enviar do computador 1 (emissor) ao computador 2 (receptor) a mensagem "ABC D", formada por três caracteres iniciais (A, B, C), um espaço vago e um quarto elemento (D). A tabela dessa figura contém a relação entre cada caractere considerado e a informação binária associada a ele. Nota-se que o espaço vago também pode ser entendido como um caractere, juntamente com os demais.

Quando o operador do computador 1 pressiona, em seu teclado, o caractere A, o código binário correspondente está presente na saída do terminal, porém disposto paralelamente (no caso do código ASCII, o mesmo é representado através de sete dígitos). Torna-se necessária, portanto, a introdução de um circuito serializador, que disponha em seqüência os sinais gerados, facilitando as operações executadas pelo modem (conforme indicado pela fig. 200). No entanto, a esse conjunto de sinalizações devem-se acrescentar outras, destinadas ao reconhecimento do início e final da transmissão de cada informação, caracterizada em termos do trem de pulsos gerado.

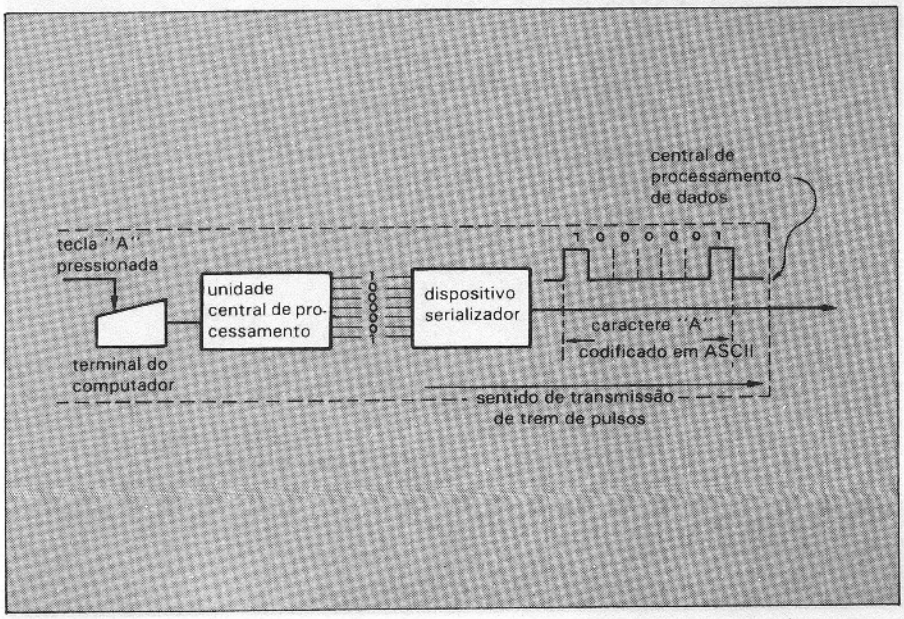


Fig. 200 — *Representação simplificada da conversão paralelo/serial dos dados.*

Transmissão síncrona e assíncrona

Com o objetivo de demarcar o início e o final de cada caractere transmitido, podem-se intercalar, antes e após a emissão do trem de pulsos, informações especiais para sinalizar o elemento decodificador, na recepção, armando-o e desabilitando-o nos instantes adequados. A transmissão assíncrona, também conhecida pela designação *start/stop* (partida/parada), baseia-se no envio de "marcas" especiais, que precedem e sucedem a seqüência de bits que constituem um caractere genérico. Aceitando o fato de que o equipamento receptor pode distinguir um bit de outro pelo conhecimento prévio do intervalo de tempo (ΔT) em que se tem a disponibilidade do dígito entrante (através de um relógio ou *clock* adequado), torna-se evidente que esse relógio pode virtualmente comandar o reconhecimento dos diversos bits contidos na informação em trânsito.

Assumindo então que um sinal de *start* seja reconhecido na passagem do estado alto para baixo, o relógio é inicializado e, a cada intervalo ΔT, coleta o nível presente à entrada do decodificador, armazenando os dados. Após a recepção de todos os dígitos, um sinal de *stop* ou de finalização é reconhecido, desativando o relógio controlador. Resumindo, a figura 201 descreve simplificadamente os conceitos de uma transmissão assíncrona: nota-se o encadeamento entre o relógio e a informação a ser interpretada.

A transmissão síncrona adota o conceito de simultaneidade nas operações de *clock* entre emissor e receptor. Para tanto, faz-se necessária a geração, em instantes convenientes, de informações de sincronismo (ou abreviadamente, dos sinais SINC). Quando o receptor de-

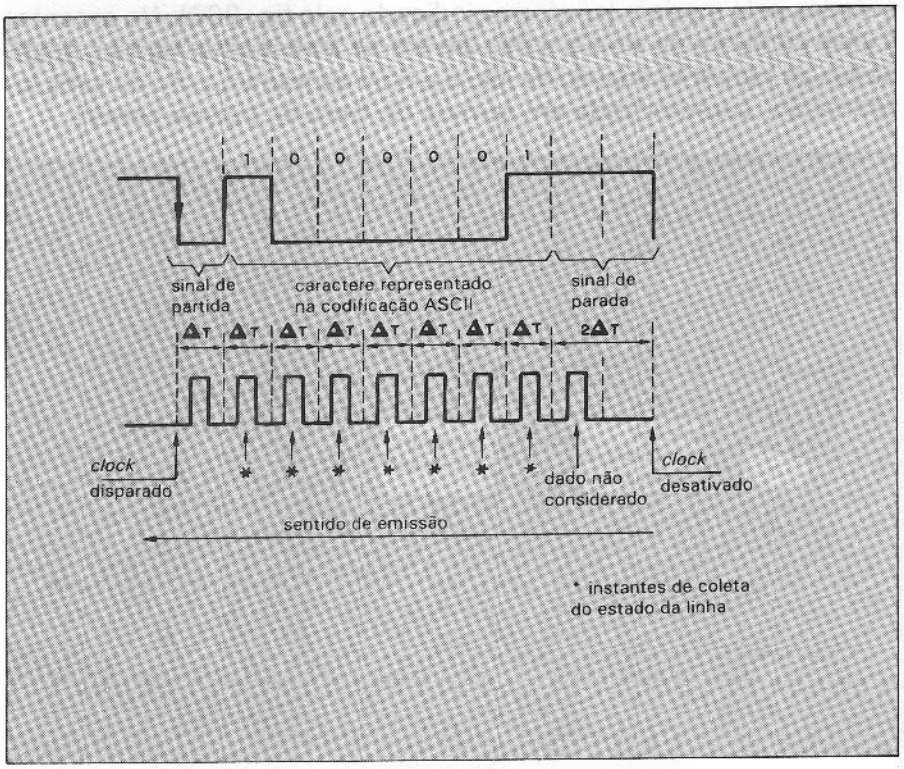


Fig. 201 — *Transmissão assíncrona: princípios básicos.*

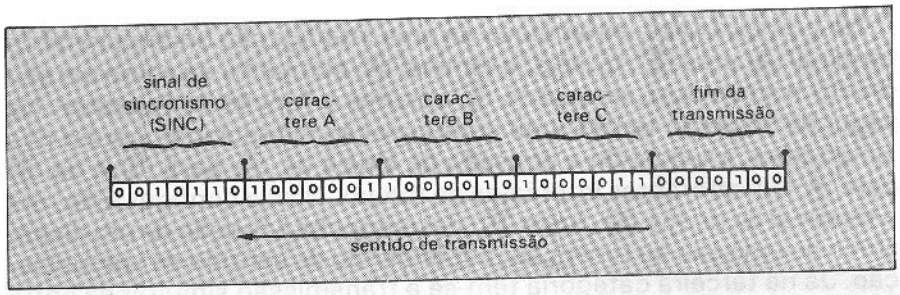


Fig. 202 — *Características essenciais da operação síncrona.*

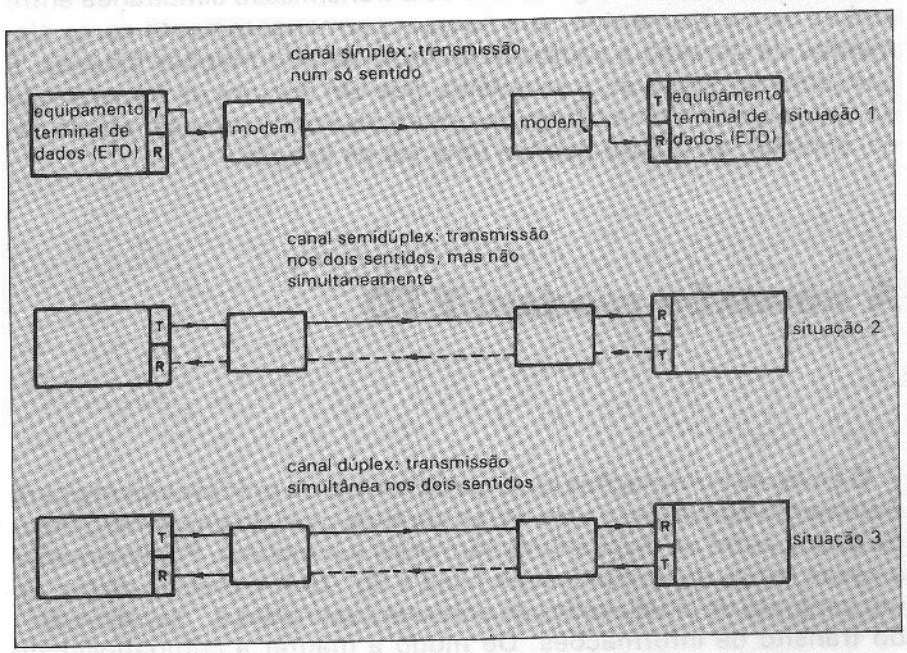


Fig. 203 — *Os três tipos de canais em comunicação de dados.*

tecta o caractere SINC (em ASCII, corresponde à seqüência binária 0010110 e equivale ao número 16 em hexadecimal), estão sendo criadas condições para a interpretação de uma série de caracteres subseqüentes — que, por sua vez, dispensam quaisquer marcas do tipo *start/stop*. Logo, o próprio relógio interno do receptor, estando convenientemente sincronizado, em função do reconhecimento da sinalização inicial SINC, extrai os bits entrantes e os analisa através do elemento decodificador. Um caractere de finalização pode indicar ao receptor o término da transmissão de informações, como ilustrado no exemplo da figura 202.

Categorias dos circuitos

Dependendo da aplicação a que se destina o sistema de teleprocessamento, algumas características devem ser levadas em consideração. Serão descritos e exemplificados, a seguir, três modos de operação empregados em um circuito de transmissão de dados: o símplex, o *half-dúplex* (ou semidúplex) e o *full-dúplex* (ou simplesmente dúplex). Na figura 203 foram esquematizadas as três situações.

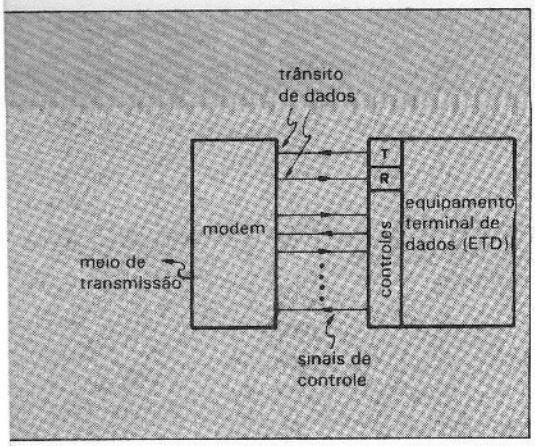


Fig. 204 — *Sinais de controle coordenam o trânsito de informações.*

No primeiro caso, estabelece-se uma interligação unidirecional do terminal Ⓐ para Ⓑ, ou seja, o teminal Ⓐ comporta-se como um elemento transmissor, enquanto Ⓑ assume a função de receptor. Na segunda situação temos uma comunicação bidirecional, porém não simultânea, implicando a emissão de sinais de Ⓐ para Ⓑ e de Ⓑ para Ⓐ em diferentes intervalos de tempo. Nessa configuração, ora o terminal de dados Ⓐ, ora o Ⓑ, desempenha a função de um dispositivo de emissão ou recepção, dependendo do sentido da comunicação. Já na terceira categoria tem-se a transmissão simultânea entre ambos os equipamentos, que operam permanentemente como elementos de geração e captação do fluxo de informações binárias. É conveniente observar, a propósito, que um circuito de transmissão de dados operando na categoria semidúplex pode representar um canal símplex, se utilizar apenas uma via de ligação.

A conexão modem/ETD

O envio de informações binárias da central de processamento para o elemento conversor e vice-versa abrange mais do que o mero fluxo de dados entre os dispositivos terminais e o modem. Paralelamente a essas linhas de comunicação (veja a fig. 204) é preciso dispor de um conjunto de sinalizações de controle destinadas à "fiscalização" do trânsito de informações. De modo a manter a compatibilidade entre fabricantes, seja de equipamentos terminais, seja de modens, esses sinais de controle obedecem a uma normatização.

A figura 205 inclui as linhas de controle fundamentais e as vias de transmissão e recepção de dados utilizadas na interligação do equipamento terminal ao modem. Ela permite analisar aprofundadamente as funções de cada sinal de controle, identificando também o sentido de atuação dos mesmos (ETD → modem ou modem → ETD).

Assim que o equipamento terminal de dados está preparado para o início das operações, o sinal ① é ativado, indicando ao modem a

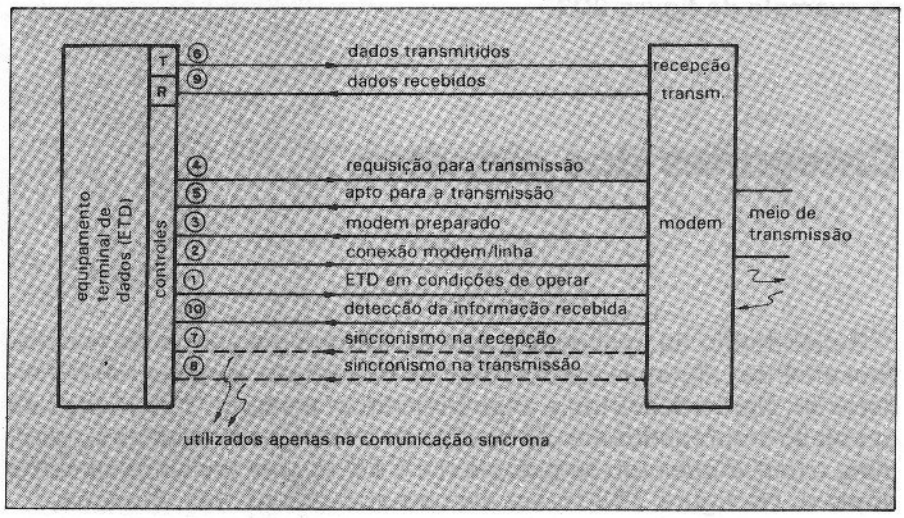


Fig. 205 — *Diagrama de conexões entre o modem e o ETD.*

condição de disponibilidade. O sinal ②, "conexão do modem à linha", consiste em um comando proveniente do ETD e orientado para o modem, com a finalidade de ativar a conexão física deste último ao meio de transmissão (no caso, a linha telefônica). O modem, por sua vez, através do sinal de controle "modem preparado" (③) comunica ao ETD que está pronto (supondo-se, evidentemente, que a conexão com a linha telefônica tenha sido efetuada sem maiores problemas) para receber uma seqüência de dados ou enviar uma "requisição para transmitir". Esta última condição é alcançada quando o ETD ativa o sinal de controle ④: com isto, o modem impõe à linha telefônica uma forma de onda senoidal, a fim de alertar o sistema distante da intenção de estabelecer uma ligação. Assim que o equipamento distante "atende" à chamada, o modem local aplica o sinal ⑤, que representa a condição "apto para a transmissão", no ETD.

Nessa fase, o modem já pode receber do ETD as informações que devem ser transmitidas ao terminal remoto, entrando em ação a via "dados transmitidos" (⑥) e os geradores de *clock* do sistema — provenientes dos modens local e distante, se a troca de informações se efetua sob a forma síncrona, ou do próprio ETD receptor, na comunicação assíncrona, dispensando neste último caso os sinais de controle ⑦ e ⑧. Quando o modem capta um bloco de informações originadas do elemento distante, elas são convenientemente tratadas (reconvertidas para a forma binária original) e remetidas à via de dados recebidos (⑨) — mas não antes de surgir uma habilitação determinada pelo sinal "detecção da informação recebida" (⑩), que verifica se as formas de onda recebidas pelo modem encontram-se em condições de identificação.

Apesar de superficial, essa descrição pode fornecer uma noção do que ocorre durante a troca de informações entre os equipamentos terminais remotos. Na seqüência, será apresentado o diagrama em blocos do modem, com a finalidade de explorar esse importante elo na cadeia dos sistemas de teleprocessamento.

Estrutura interna do modem

Como é de nosso conhecimento, o modem pode ser entendido como um dispositivo destinado à conversão das informações digitalizadas provenientes de um computador, representado através de seu terminal de dados. Essa conversão é normalmente efetuada de maneira que na saída do modem sejam geradas formas de onda analógicas adequadas ao trânsito em linhas telefônicas, ao mesmo tempo em que devem conter, através de um sistema de modulação qualquer (amplitude, freqüência, fase, combinação amplitude-fase), os sinais binários a serem interpretados pelo computador distante. Conclui-se, diante dos fatos já citados, que são necessários dois modens para uma comunicação de dados, cada um deles em um dos extremos da linha — o que nos leva à divisão do dispositivo em dois circuitos distintos: um destinado à transmissão de sinais e outro, à recepção, como mostra a figura 206.

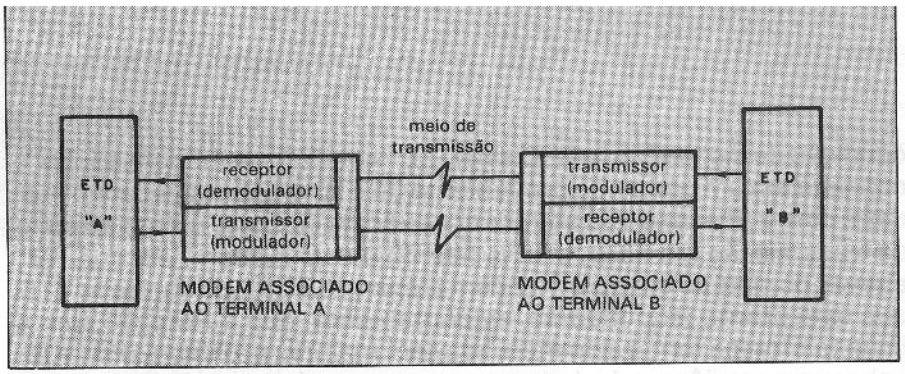


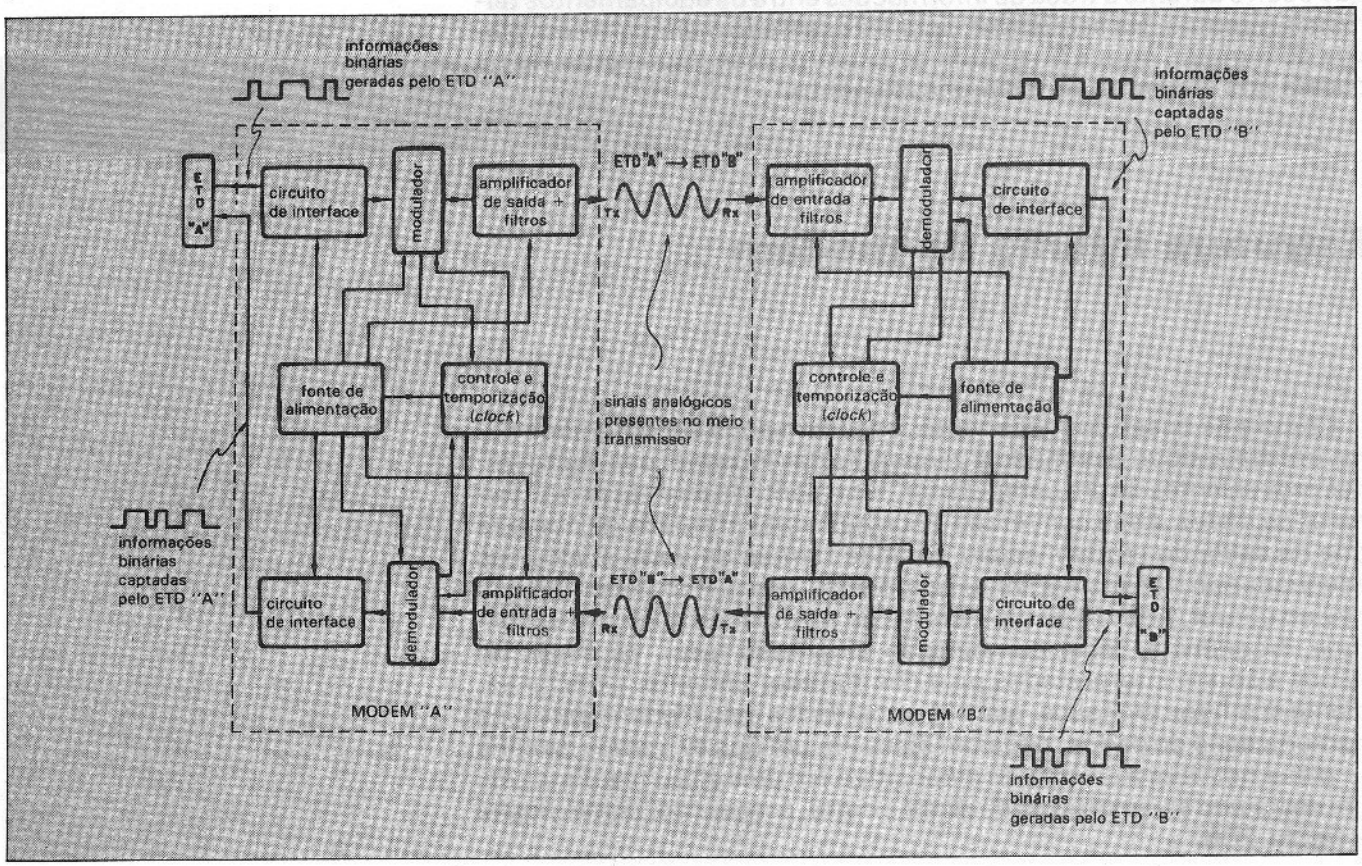
Fig. 206 — *Subdivisão do modem em transmissor e receptor.*

Observando o diagrama detalhado correspondente à esquematização já apresentada (fig. 207) e analisando-o sob o ponto de vista das seções de transmissão e recepção, vê-se que as mesmas se interligam por meio dos blocos de controle e temporização (geração de *clock*) e da fonte de alimentação comum a ambas.

No que concerne à conexão do modem ao meio de transmissão, ela é efetuada através de dois padrões básicos: a ligação a dois e a quatro fios. Na primeira, tanto a emissão como a recepção ocorrem ao longo do mesmo par de condutores, como é o caso da linha telefônica (fig. 208). Já quando se opera a partir de uma interligação a quatro fios, um par de cabos é destinado exclusivamente à etapa de transmissão do modem e o segundo, ao de recepção (fig. 209).

Tratando-se das redes de teleprocessamento, podem-se definir as configurações ponto a ponto e multiponto (esta última, para as situações em que se tem a necessidade de efetuar a comunicação com mais de um terminal distante). Ainda falando da configuração multiponto, podemos estabelecer a interligação de um ETD com diversos outros terminais através de linhas privadas a quatro fios, tantas quanto forem os terminais (fig. 210), ou utilizando a técnica de *polling*, onde apenas uma linha a quatro fios é empregada (fig. 211).

Fig. 207 — *Análise interna de um par de modens em operação.*



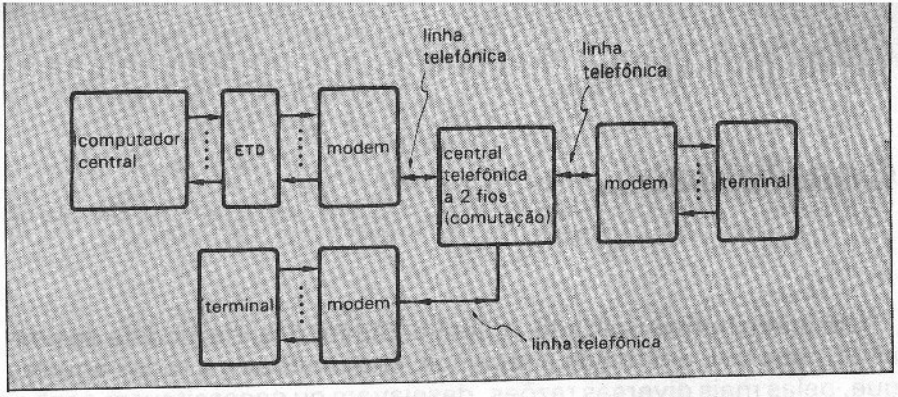


Fig. 208 — *Interligação entre vários terminais e o computador central por uma central telefônica comum (a 2 fios).*

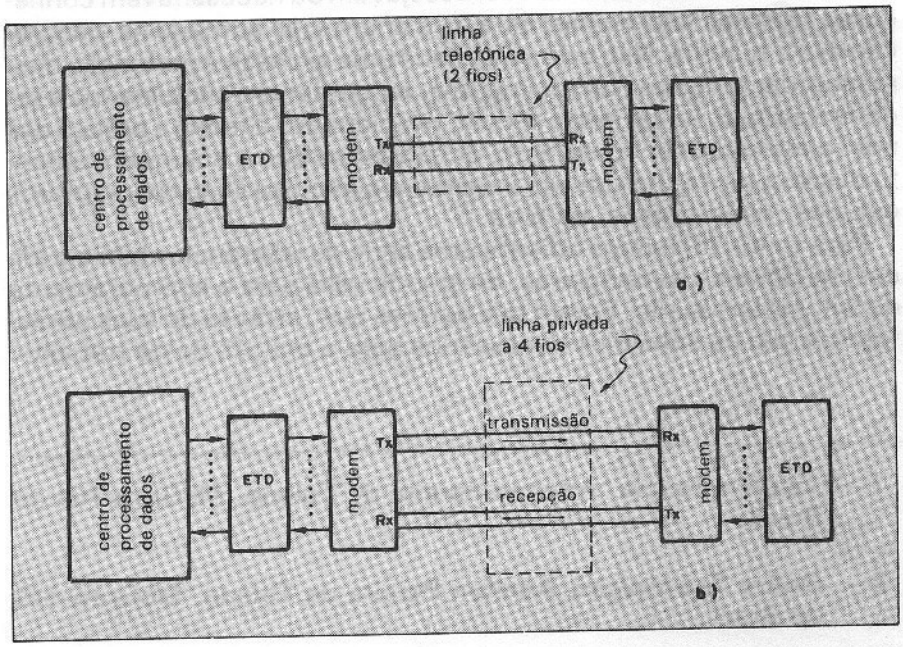


Fig. 209 — *Configuração ponto a ponto utilizando 2 (a) e 4 fios (b).*

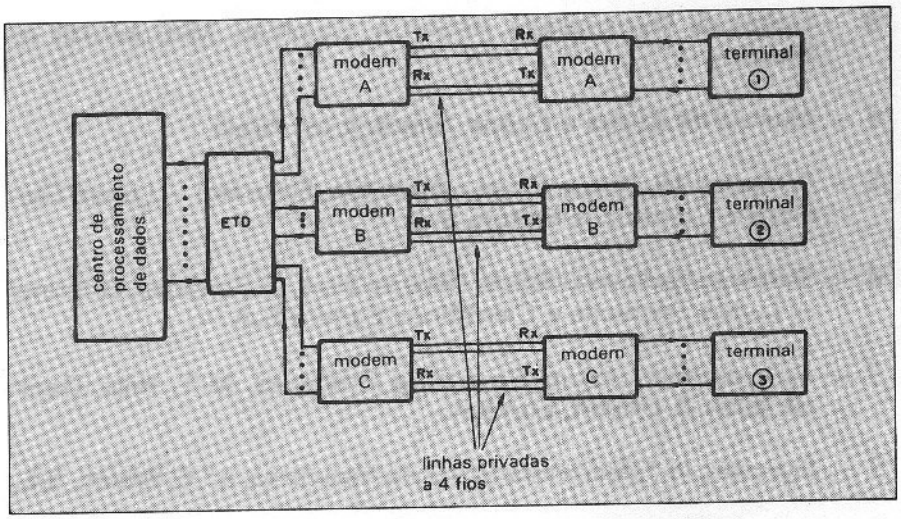
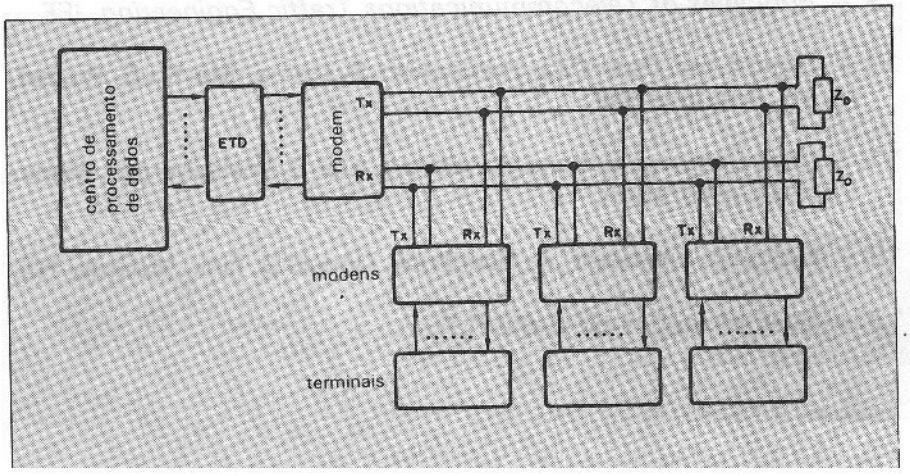


Fig. 210 — *Configuração multiponto: uma linha particular de 4 fios para cada terminal.*

Fig. 211 — *Configuração multiponto disposta em* polling.



Concluindo...

Um curso horizontalizado, objetivo, didático (e, na medida do possível, conciso), destinado a técnicos, engenheiros e a todos aqueles que, pelas mais diversas razões, desejavam ou necessitavam conhecer as técnicas telefônicas: esta foi a orientação adotada na elaboração desta matéria. Naturalmente, seria uma excessiva pretensão querer abordar todos os conhecimentos, arduamente conquistados e sedimentados ao longo deste século, relacionados à teoria e prática das telecomunicações; no entanto, acreditamos que o acompanhamento deste curso tenha sido um incentivo, o impulso inicial para futuros estudos, mais amplos, na área.

Para tanto, incluímos adiante uma série de referências bibliográficas, nacionais e estrangeiras, de grande valia para o aprimoramento do leitor interessado. Foram tais autores que, através de suas obras, forneceram os subsídios necessários para a criação deste trabalho.

Bibliografia

1 — *Telefonometria*, Adalton Pereira de Toledo, McGraw-Hill do Brasil.

2 — *Redes Telefônicas,* Adalton Pereira de Toledo, McGraw-Hill do Brasil.

3 — *Linhas de Transmissão*, Robert A. Chipman, McGraw-Hill do Brasil.

4 — *Manual de Redes e Cabos Telefônicos*, Pirelli.

5 — *Sistemas Multiplex*, Pines e Barradas, Embratel — Livros Técnicos e Científicos Editora S.A.

6 — *Sistemas Radiovisibilidade*, Gilberto Silva, O. Barradas, Embratel — Livros Técnicos e Científicos Editora S.A.

7 — *Telecommunications Switching Principles,* M.T. Hills, George Allen & Unwin, London.

8 — *Signaling in Telecommunications Networks,* n.º 6, Welch, IEE.

9 — *Principles of Telecommunications Traffic Engineering*, IEE.

10 — *Digital and Data Communication Systems*, Martin S. Roden, Ed. Prentice-Hall.

11 — *Data Communications Handbook*, Alan J. Weissberger, Signetics Corporation.

12 — *Eletronics Engineers' — Handbook*, Donald G. Fink, McGraw-Hill.

13 — *Normatizações do C.C.I.T.T.*

Índice geral

Capítulo 1 — **O aparelho telefônico** 4
Telefones a bateria local — Telefones a bateria central — Telefones BC automáticos — Circuito antilocal em telefones BC — Microfone e cápsula

Capítulo 2 — **A comutação telefônica** 11
O porquê de uma central telefônica — Funcionamento de uma central — A matriz *crosspoint* — Entroncamentos telefônicos — Concretização das técnicas de comutação — Comando direto e indireto — Os seletores *crossbar* — Tentando obter uma central *crosspoint* — Matrizes *crosspoint* eletrônicas — Comando eletrônico do bloco comutador — Compartilhamento dos circuitos de controle — Centrais CPA — Comutação espacial, temporal e em freqüência — Vantagens e desvantagens de cada técnica

Capítulo 3 — **Tráfego telefônico** 33
A expressão "tráfego telefônico" — O erlang — Leis de variação do tráfego telefônico — Probabilidade de perdas — Estatística e o tráfego telefônico — As fórmulas de Erlang

Capítulo 4 — **Redes telefônicas** 43
Linhas telefônicas urbanas e interurbanas — Outros conceitos sobre redes telefônicas — Encaminhamento das ligações telefônicas — Qualidade de uma comunicação telefônica — O equivalente de referência — Equivalentes de referência, transmissão e recepção — Comunicação telefônica e os equivalentes de referência — ER e o comprimento da linha — ER para assinantes da mesma central e centrais distintas — O conversor 2/4 fios — Combinando redes a 2 e a 4 fios — Transmissão de várias conversações pelo mesmo par de fios — Redução de perdas na linha e a técnica da pupinização — Princípios e usos dos dispositivos híbridos — Características essenciais de um dispositivo híbrido — Redes de balanceamento — Dispositivos híbridos a transformadores — A híbrida resistiva — Transformadores × resistores

Capítulo 5 — **Telefonia digital** 65
Configuração de uma central digital — Princípio da modulação PCM — Comutação telefônica digital — Detalhando a central digital — Comparando centrais analógicas e digitais

Capítulo 6 — **Técnicas de multiplexação** 74
A freqüência de Nyquist — A codificação de pulsos amostrados (uma visão crítica do sistema) — Compressão dos sinais — Agrupando as informações pulsadas — Quantificando os tempos de amostragem e a disponibilidade de passagem — O conceito de "período de disponibilidade" — A multiplexação de sinais multiplexados — Taxas de transmissão — Modulação e demodulação delta — A modulação delta e dois importantes parâmetros — TDM/PCM e a transmissão de sinais codificados — Problemas com a emissão de dados digitalizados — Técnicas de codificação e emissão dos pulsos digitalizados — Modulação de sinais — Diferenciando as técnicas FDM e PCM

Capítulo 7 — **O meio de transmissão** 102
Parâmetros concentrados e distribuídos — Parâmetros concentrados e os modelos de linha — Resistência da linha transmissora — O parâmetro indutância — Característica capacitiva — Admitância distribuída — Dissecando os cabos coaxiais — Impedância característica da linha de transmissão — Atenuação nas linhas de transmissão — A questão da defasagem — Sinais em função do tempo e distância — Cálculo da impedância característica com os parâmetros R, L, C e G — Distorções por atenuação e fase — Análise de um exemplo ilustrativo — Corrigindo a distorção na linha pelo carregamento indutivo

Capítulo 8 — **Transmissão por microondas** 121
Aproveitamento das gamas de freqüência em telecomunicações — Propagação das ondas eletromagnéticas na atmosfera — Emissão e recepção eletromagnéticas em várias freqüências — Sistemas de microondas em visibilidade — Análise do meio de transmissão — A necessidade de estações repetidoras — Repetidores passivos — Retransmissão ativa — Propagação por tropodifusão

Capítulo 9 — **Transmissão de dados por linhas telefônicas** 133
Códigos na transmissão entre computadores — Transmissão síncrona e assíncrona — Categorias do circuitos — A conexão modem/ETD — Estrutura interna do modem — Concluindo...