

Capitolo 2:

Canali e Multiplazione

1. Canali

1.1 Canali punto-punto

I canali punto a punto sono canali permanenti fra un trasmettitore e un ricevitore, sia ottenuti tramite onde guidate (linee, cavi, fibre ottiche) che con onde irradiate (ponti radio punto-punto, fasci laser, ecc.). Questi canali presentano il vantaggio che il ricevitore può essere ottimizzato sull'unico segnale da ricevere.

La trasmissione può avvenire sia tramite un flusso continuo (trasferimento a circuito) che con un flusso delimitato nel tempo, a pacchetti o a caratteri. Questi due casi, di solito, sono trattati in modo differente per quel che riguarda il sincronismo di bit.

Come precedentemente accennato, il problema del sincronismo di bit (o di simbolo in generale) nasce dal fatto che il trasmettitore sul canale genera i bit e li trasmette sul canale secondo il ritmo ricavato dal proprio orologio interno. Il ricevitore non può semplicemente usare il ritmo nominale di trasmissione per la ricezione del segnale, in quanto piccole differenze di *sincronismo* tra l'orologio del ricevitore e quello del trasmettitore possono essere fonte di errori sistematici di ricezione. Una visualizzazione intuitiva del problema del sincronismo è presentata in Figura 1.

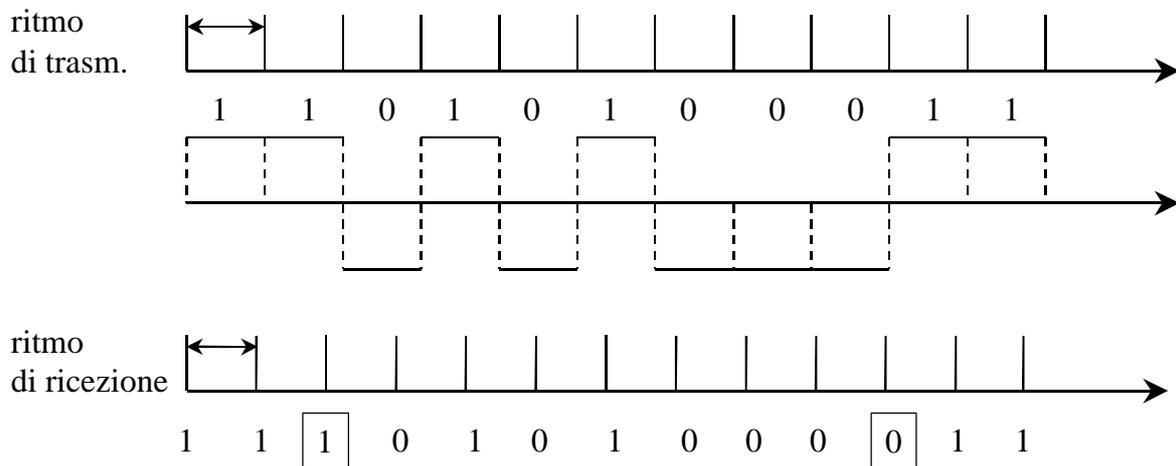


Figura 1: problema del sincronismo

Nel caso di trasmissione continua su canale punto-punto, l'informazione di sincronismo di bit del ricevitore è continuamente presente nel flusso (trasmissione sincrona), in altre parole il segnale è trasmesso in modo tale da consentire al ricevitore di derivare l'informazione di sincronismo continuamente dal segnale stesso. Ciò può avvenire in moltissimi modi, ma a livello intuitivo si può considerare l'esempio di Figura 2 dove si è usato un segnale che rappresenta il simbolo uno come una transizione dal livello basso a quello alto e il simbolo zero come una transizione dal livello alto a quello basso. In questo caso il ricevitore è in grado di derivare direttamente il ritmo di trasmissione (sincronismo) osservando l'intervallo tra le transizioni.

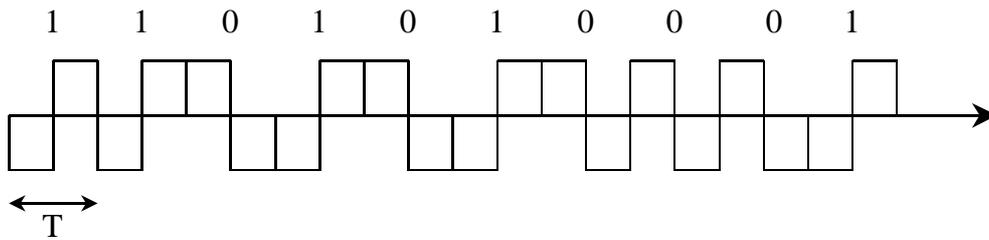


Figura 2: un possibile sincronismo continuo

Nel caso in cui l'informazione è mandata in modo "asincrono" organizzata in pacchetti o caratteri, di solito, l'informazione di sincronismo deve precedere la trasmissione dei bit del pacchetto o carattere, in quanto il ricevitore deve prima sincronizzarsi. Il pacchetto informativo vero e proprio deve dunque essere preceduto da un *preambolo di sincronismo*.

1.2 Canali a bus

I canali a bus sono reti broadcast a livello fisico ossia canali cui ogni stazione accede in parallelo, come accade nei canali radio o nei collegamenti in parallelo a linee, detti appunto *bus* (Figura 3).

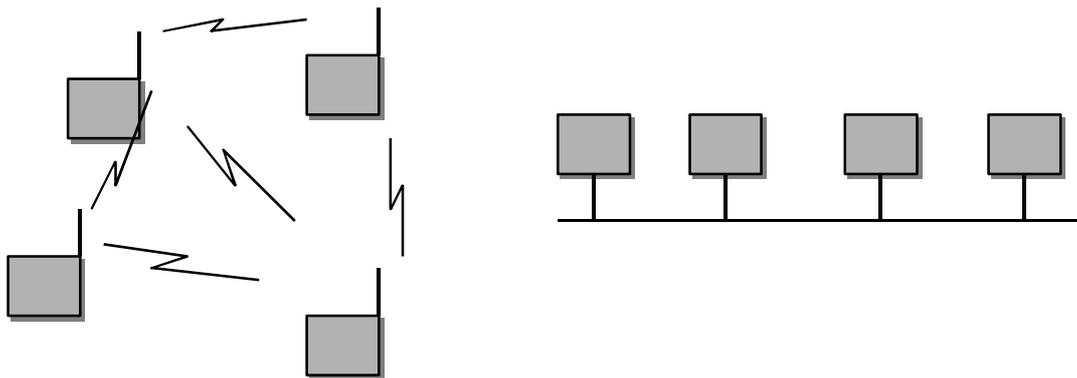


Figura 3: canali a bus

Il segnale trasmesso raggiunge tutte le stazioni in un ordine che dipende solo dalla loro distanza dal trasmettitore e dal trasmettitore stesso. Ciò complica il problema trasmissivo perché i ricevitori devono potersi adattare alle trasmissioni delle diverse stazioni che, in generale arrivano al ricevitore con potenze diverse e sincronismo di bit diverso. E', infatti, spesso impensabile distribuire un sincronismo comune a tutte le stazioni. Ne consegue che ogni trasmissione deve essere preceduta da un preambolo di sincronizzazione.

Tipici canali di questo tipo sono quelli della rete locale IEEE 802.3 (Ethernet), e quelli della telefonia cellulare ETSI GSM. Lo standard 802.3 nelle configurazioni a 10 Mb/s trasmette con codice Manchester o bifase che codifica i livelli binari con transizioni di livello della tensione in linea (da 0 a 1 e viceversa). La sincronizzazione avviene attraverso un opportuno preambolo costituito da 7 byte.

2. Moltiplicazione

I mezzi trasmissivi fisici (linee bifilari, collegamenti in fibra ottica, collegamenti radio, ecc.) possono essere utilizzati per il collegamento tra due elementi di rete a livello fisico. Spesso i servizi offerti dal livello fisico sono relativi a canali di piccola velocità come nel caso della rete telefonica che usa canali a 64 kbit/s. Si pone quindi il problema di sfruttare la capacità del mezzo a disposizione per ottenere più canali di livello fisico sullo stesso mezzo trasmissivo.

La moltiplicazione a livello fisico è la tecnica con cui più PDU a livello fisico (bit, byte, pacchetti) provenienti da diversi SAP, possono utilizzare un unico supporto trasmissivo, per esempio caratterizzato da una banda analogica o da una velocità numerica. Le PDU provenienti dai diversi SAP restano comunque distinguibili grazie ad associazioni puramente fisiche. La rappresentazione della funzione di moltiplicazione fisica nell'architettura a strati è mostrata in Figura 4.

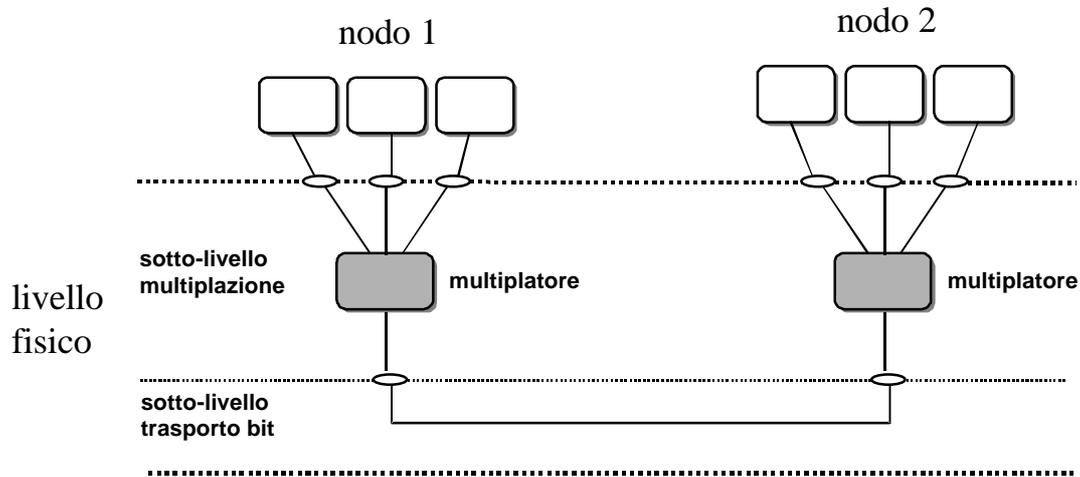


Figura 4: moltiplicazione fisica

Molte sono le tecniche di moltiplicazione utilizzate. Una breve descrizione di alcune di esse è presentata di seguito.

2.1 Frequency Division Multiplexing (FDM)

Un mezzo trasmissivo può essere caratterizzato dalla banda di frequenze utilizzabili per la trasmissione. Il metodo di moltiplicazione a divisione di frequenza FDM consiste nel suddividere la banda fornita dal mezzo in sotto-bande da utilizzare ognuna per un canale trasmissivo.

Nei sistemi analogici le sotto-bande sono usate direttamente per trasmettere i segnali analogici di ogni canale mediante tecniche di modulazione analogica come AM (Amplitude Modulation) o FM (Frequency Modulation). Nei sistemi digitali le tecniche di modulazione utilizzate sono quelle numeriche.

Il numero di canali che si possono ottenere su un mezzo trasmissivo dipende dalla banda del mezzo B e da quella necessaria per ogni singolo canale b_s . Inoltre, a causa della necessità di utilizzare filtri di ricezione che non possono selezionare la banda del canale in modo netto, è necessario utilizzare delle bande di guardia b_g per controllare l'interferenza da canale adiacente. Il numero N di canali è dato semplicemente da: $N=B/(b_s + b_g)$. Uno schema di principio della moltiplicazione FDM è mostrato in Figura 5.

Nel passato questa tecnica di moltiplicazione era usata per i collegamenti tra centrali telefoniche. Lo schema di moltiplicazione considerava canali analogici vocali di banda lorda pari a 4 KHz che venivano moltiplicati in gruppo di dodici nella banda di 48 KHz compresa tra 60 e 108 KHz. A sua volta questo segnale di moltiplicazione di primo livello veniva moltiplicato con altri fino all'utilizzo della banda consentita dal mezzo usato. Questa tecnica nelle reti telefoniche odierne non è più in uso, sostituita dalla tecnica TDM numerica.

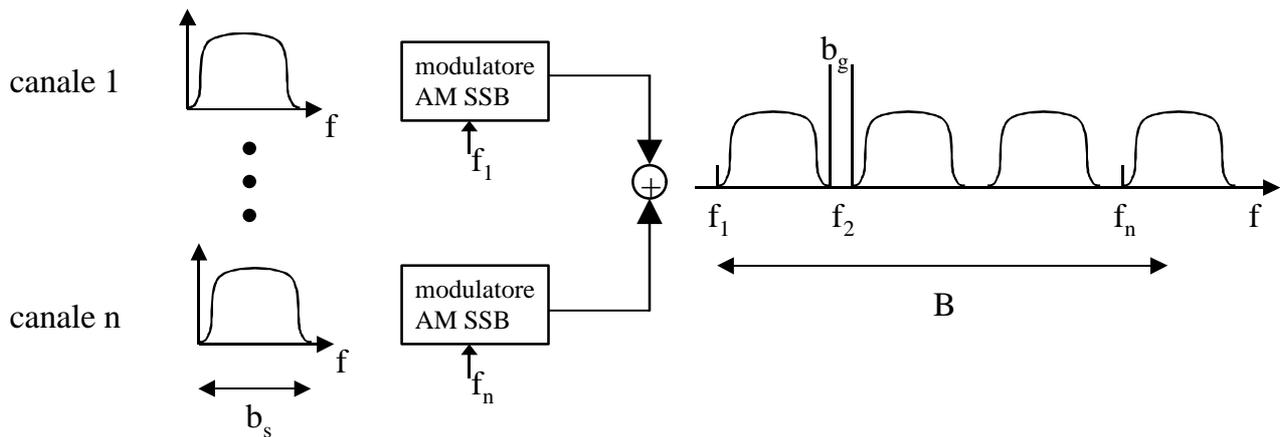


Figura 5: schema di principio della multiplexione FDM

2.2 Time Division Multiplexing (TDM)

Il metodo di multiplexione a divisione di tempo TDM consiste nel suddividere il tempo di trasmissione in più intervalli temporali ciclici, detti *intervalli* o *tempi di canale*, raggruppati in *trame*. In ciascuna trama, ogni intervallo di canale è dedicato, in modo esclusivo, ad una comunicazione diversa, ovvero ad un canale.

Anche se in linea di principio questa tecnica è utilizzabile per segnali analogici grazie alle possibilità offerte dal campionamento, è sicuramente più usata per segnali digitali. In questo caso, il sistema di modulazione numerica definisce una velocità C (bit/s) di trasferimento dei bit sul collegamento. All'interno di ogni intervallo di canale vengono trasmessi un numero n_i di bit e, se N è il numero di canali, la durata di trama T è pari a $(n_i N t_b)$, dove t_b è la durata di un bit pari a $1/C$. Naturalmente, la velocità di ogni singolo canale c è pari a C/N (bit/s).

In linea di principio, fissato N , il numero n_i di bit in ogni intervallo di canale può essere arbitrario. In realtà, da esso può dipendere il tempo necessario per adattare la velocità delle singole sorgenti che usano gli N canali. Se supponiamo che il sistema richieda che gli n_i bit siano già disponibili per la trasmissione all'inizio dell'intervallo di canale e che la sorgente generi i bit esattamente al ritmo del canale c , il ritardo necessario per l'adattamento T_a è pari a n_i/c (in s).

Si noti che, al contrario che nel caso FDM, nessun intervallo di guardia è necessario, ma i bit si possono susseguire sul collegamento senza soluzione di continuità. Come si vedrà nei prossimi paragrafi, ciò non è possibile nella tecnica di accesso multiplo a divisione di tempo.

Lo schema di principio della multiplexione TDM è mostrato in Figura 6.

L'esempio più importante di multiplexione TDM è quello offerto dai sistemi telefonici digitali che verranno descritti nei prossimi capitoli.

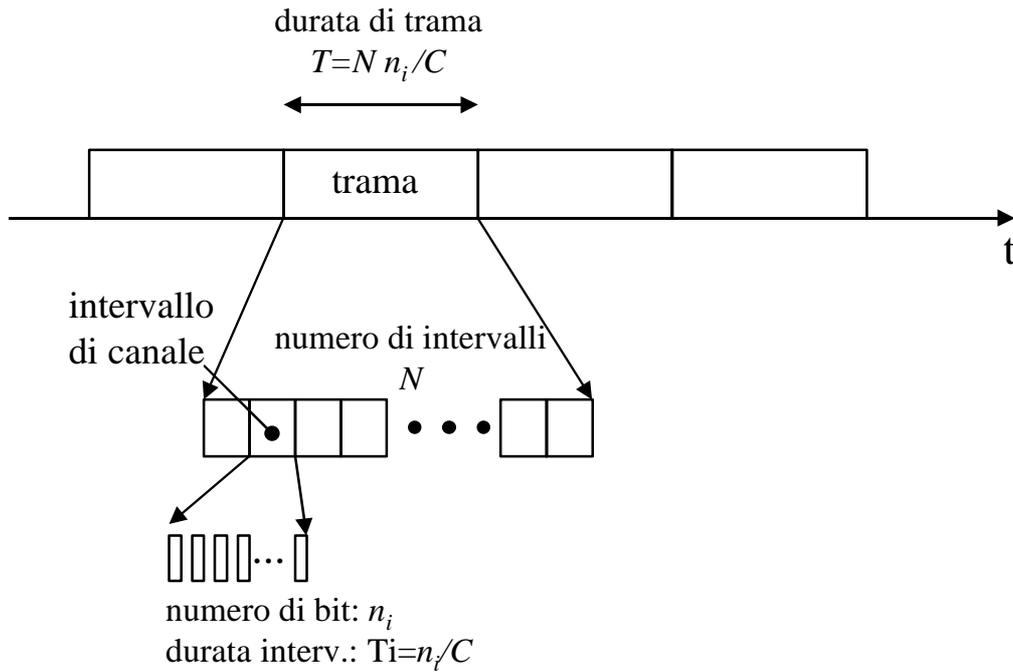


Figura 6: schema di principio della multiplexazione TDM

2.3 Code Division Multiplexing (CDM)

La tecnica di multiplexazione a divisione di codice (Code Division Multiplexing - CDM) consiste nel miscelare N flussi di bit previa moltiplicazione di ciascuno di questi con una parola di codice C_i scelta fra le N parole di un codice ortogonale. Le parole del codice sono costituite da simboli binari, chiamati *chip* per distinguerli dai bit di informazione, di durata N volte inferiore al bit di informazione.

Se indichiamo con c_{ik} il chip k -esimo della parola di codice i -esima e assumiamo che possa assumere o il valore $+1$ o il valore -1 , diciamo che il codice C_i è ortogonale al codice C_j se:

$$C_i \cdot C_j = \sum_{k=1}^N c_{ik} \cdot c_{jk} = 0 \quad (2.1)$$

Esempi di codici ortogonali si ottengono con le matrici di Hadamart che si possono costruire in modo ricorsivo:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}$$

quindi ad esempio i 4 codici ortogonali di Hadamart di 4 chip sono:

$$\begin{aligned} C_0 &= \{1,1,1,1\} \\ C_1 &= \{1,-1,1,-1\} \\ C_2 &= \{1,1,-1,-1\} \\ C_3 &= \{1,-1,-1,1\} \end{aligned} \quad (2.3)$$

se indichiamo con s_i (con $i=0, \dots, N-1$) i segnali numerici degli N canali, la tecnica di moltiplicazione CDM consiste, dunque nel moltiplicare ciascuno di essi per un codice e nel sommare i segnali così ottenuti (Figura 7).

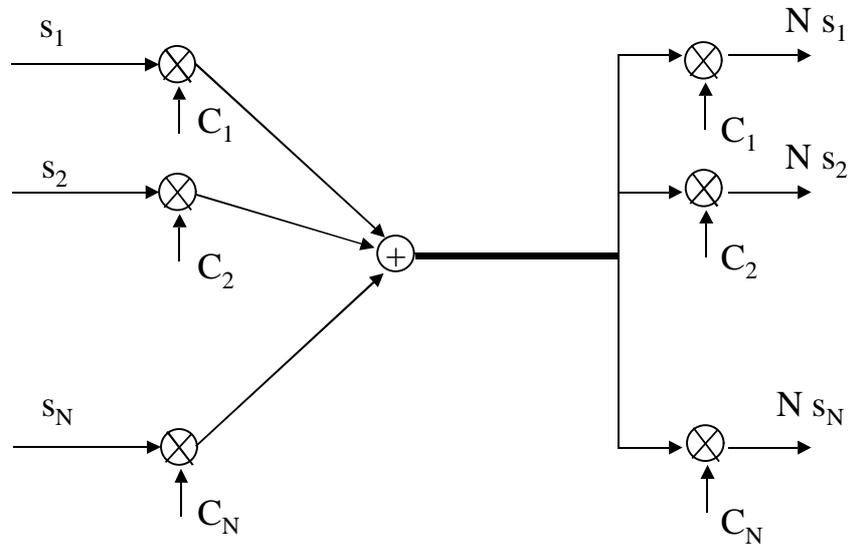


Figura 7: schema di principio della moltiplicazione CDM

In ricezione viene effettuata la stessa operazione, che consente di riottenere il segnale desiderato. Infatti, supponendo di voler riottenere il segnale s_k , si ha:

$$\left(\sum_{i=0}^{N-1} s_i C_i \right) C_k = N \cdot s_k \quad (2.4)$$

Si noti che per ottenere l'ortogonalità le parole di codice di tutti i canali devono essere perfettamente sincrone sia nel chip che nell'inizio della parola stessa.

Questa tecnica, alquanto raffinata, non la si trova come tecnica di moltiplicazione nei sistemi classici, ma sta emergendo, anche come tecnica di accesso multiplo nei sistemi radio cellulari come il sistema di terza generazione UMTS (Universal Mobile Telecommunication System).

2.4 Wavelength Division Multiplexing (WDM)

La moltiplicazione di lunghezza d'onda WDM è in principio analoga alla moltiplicazione di frequenza FDM in quanto anche in questo caso i diversi canali sono ottenuti utilizzando diversi intervalli di frequenze trasportabili da una **fibra ottica**. Occorre, però, sottolineare due grandi differenze. La prima è la necessità di usare una tecnica di questo tipo, che nasce dal fatto che la banda teorica a disposizione in una fibra ottica è così grande da non poter essere sfruttata con apparati elettronici. Infatti la tecnologia elettronica non consente per ora una velocità che oltrepassi 5-10 Gbit/s, mentre la banda ottica è superiore di almeno tre ordini di grandezza.

La moltiplicazione di lunghezza d'onda consente di affasciare in una fibra ottica, con tecnologia puramente ottica, più fasci luminosi a diversa lunghezza d'onda, ciascuno modulato al limite della tecnologia elettronica ovvero in grado di trasportare 5-10 Gbit/s.

Fino a poco tempo fa, a causa di problemi di impaccamento delle lunghezze d'onda dovuti alla scarsa selettività dei filtri ottici e a problemi di stabilità in frequenza dei fasci laser usati per la modulazione, non

si riusciva ad ottenere prodotti commerciali con più di $2/4$ lunghezze d'onda con bande di guardia dell'ordine di 100 nm. All'inizio del 1999 sono stati introdotti commercialmente sistemi ad alta densità di impaccamento (Dense Wavelength Division Multiplexing -DWDM) che multiplano 16 lunghezze d'onda nella gamma di 1550 nm con distanza di 0.8 nm e sono già stati annunciati sistemi a 32, 64 e 128 lunghezze d'onda. Ciascuna di queste lunghezze d'onda è modulata indipendentemente con flussi TDM con velocità massima di 2.5 Gbit/s.

3. L'accesso multiplo

L'accesso multiplo a livello fisico è la tecnica con la quale da un unico canale broadcast o a bus se ne possono ricavare altri, di tipo punto-punto o punto multi-punto. La tematica è in parte simile alla moltiplicazione, con la differenza che le stazioni coinvolte nell'accesso multiplo sono posizionate in luoghi diversi. Ne nasce dunque, anche un problema di coordinamento fra le stazioni.

Moltissimi sono gli esempi di sistemi di telecomunicazione dove il problema dell'accesso multiplo a livello fisico si pone. Tra questi sono di particolare importanza i sistemi radiomobili per quel che riguarda la tratta di collegamento che va dalle stazioni mobili alla stazione radio base. In questo caso, infatti, le stazioni che accedono al mezzo trasmissivo broadcast sono posizionate in luoghi diversi e devono coordinarsi per poter trasmettere. Nella tratta dalla stazione radio base alle stazioni mobili, invece, il problema è solo di moltiplicazione in quanto la sola stazione trasmittente è quella base.

Il problema dell'accesso multiplo verrà ripreso in seguito con riferimento alle reti a commutazione di pacchetto e, in particolare, alle reti locali. In quel caso, però, la distinzione tra le trasmissioni delle diverse stazioni non avverrà mediante la definizione di canali fisici fatta appunto mediante parametri fisici come la frequenza portante (accesso multiplo a divisione di frequenza) o la posizione dell'intervallo all'interno di una trama (accesso multiplo a divisione di tempo), ma mediante degli identificativi logici contenuti negli header dei pacchetti.

Anche la funzione di accesso multiplo può essere vista come appartenente al sottolivello più alto del livello fisico. La rappresentazione dell'accesso multiplo fisico nell'architettura a strati è mostrata in Figura 8.

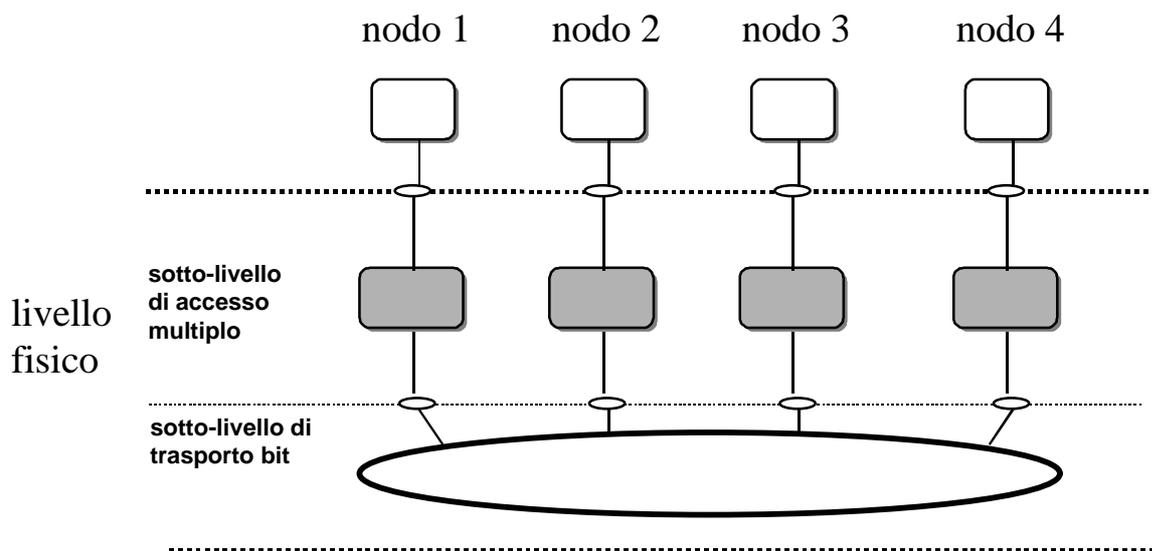


Figura 8: accesso multiplo a livello fisico

3.1 Frequency Division Multiple Access (FDMA)

Nella tecnica di accesso multiplo a divisione di frequenza FDMA, alle diverse stazioni viene assegnata una frequenza diversa, in modo in tutto simile a quanto avviene in FDM.

In questo caso particolare, il passaggio dalla moltiplicazione all'accesso multiplo non cambia i termini del problema in quanto la formazione del segnale moltiplicato costituito dall'insieme dei segnali provenienti dagli N canali può avvenire senza necessità di particolari accorgimenti se non quello di assegnare alle diverse stazioni frequenze (e quindi canali) differenti.

Tipici esempi di tecniche FDMA sono le trasmissioni radio e televisive, in cui le varie stazioni si suddividono le frequenze sulla base dei piani frequenza nazionali. Altro esempio di rilievo è costituito dal sistema di telefonia cellulare analogica TACS (Total Access Cellular System), in fase di dismissione, che utilizza una frequenza per ciascun canale da stazione mobile a stazione base e da stazione base a stazione mobile.

3.2 Time Division Multiple Access (TDMA)

L'accesso multiplo a divisione di tempo TDMA differisce dalla moltiplicazione TDM a causa della criticità del sincronismo tra i diversi canali.

In questo caso, il sincronismo a cui si fa riferimento è quello di trama, ovvero quello che consente di individuare in modo preciso l'istante di inizio dell'intervallo di tempo relativo a ciascun canale. Affinché le diverse stazioni che accedono al mezzo trasmissivo broadcast trasmettano correttamente nei propri intervalli temporali è necessario che condividano un qualche riferimento temporale.

Nei sistemi TDMA, analogamente a quanto accade in TDM, l'asse dei tempi viene suddiviso in intervalli di tempo (*slots*) di lunghezza T_i da dedicare all'accesso di diverse stazioni secondo un ordine prestabilito. Il periodo T con cui si ripete la successione di intervalli prende anche qui il nome di trama.

Dal punto di vista dell'accesso i valori assoluti di T_i e T non hanno importanza perché la capacità assegnata alle varie stazioni dipende dai rapporti relativi di tali intervalli. Tuttavia, come visto per il TDM, al crescere di T cresce la memoria necessaria in trasmissione per accumulare i bit e cresce anche il ritardo con il quale tali bit vengono consegnati in ricezione.

Per ottenere un **sincronismo di trama** le stazioni devono coordinarsi mediante meccanismi che fanno uso del canale stesso. Ad ogni modo il sincronismo fra le stazioni non può essere perfetto ed è quindi necessario introdurre dei **tempi di guardia** tra gli slot. Per analizzare più da vicino il problema del sincronismo, occorre distinguere due tipologie di canali broadcast: i *canali broadcast centrali* e i *canali broadcast non centrali*.

I primi sono quelli provvisti di un riferimento centrale verso cui sono dirette le trasmissioni come nel caso dei sistemi via satellite, radiomobili, ecc. Il punto di riferimento centrale è "di riferimento" soprattutto per il sincronismo perché ad esso possono fare riferimento tutte le stazioni. Ad esempio è possibile che il punto di riferimento effettui, sulla base del proprio orologio interno, delle trasmissioni ad intervalli regolari legati in modo diretto al tempo di trama (ad esempio una trasmissione ogni 10 slots o una trasmissione all'inizio di ogni trama). Sulla base dell'ascolto di queste trasmissioni, le altre stazioni possono derivare un riferimento temporale, ovvero calcolare quando ha inizio il proprio slot di trasmissione. A causa, però, del tempo di propagazione del segnale τ_i di ogni stazione verso il centro, l'errore nel calcolo può essere di $2\tau_i$. A rigore, quindi, il tempo di guardia T_g necessario è pari a due volte il tempo τ_i massimo ($T_g = 2 \max[\tau_i]$).

La situazione può essere migliorata se i tempi di propagazione sono noti. Infatti, le stazioni possono anticipare la trasmissione rispetto al riferimento temporale derivato dal centro in modo da compensare il ritardo di propagazione e far sovrapporre, in linea teorica in modo ideale, le trasmissioni sul centro (**tecnica di anticipo degli slot** o **timing advance**). Il problema della stima del ritardo di propagazione non è però

banale e la stima non può che essere affetta da errore, più o meno grande. Anche in questo caso, quindi, i tempi di guardia sono necessari anche se più piccoli che nel caso senza timing advance.

Il sistema radiomobile GSM (Global System for Mobile communications) usa l'accesso multiplo TDMA e la tecnica di timing advance per ridurre i tempi di guardia. La stazione radio base BS (base station) trasmette periodicamente dell'informazione di sincronismo che consente alle stazioni mobili MS (mobile stations) di calcolare l'inizio di ogni slot, a meno ovviamente del tempo di propagazione. Quando una stazione accede per la prima volta al canale lo fa usando un grande tempo di guardia (ovvero una unità informativa piccola). Ricevuta questa prima trasmissione, la BS può stimare il ritardo di propagazione come il tempo tra l'inizio dello slot e l'inizio della ricezione dell'unità informativa della stazione mobile e comunicare tale stima alla stazione mobile mediante un canale di servizio dedicato alla sola segnalazione. Da questo momento in poi la stazione mobile può anticipare la trasmissione e ridurre i tempi di guardia (Figura 9). Per tener conto degli spostamenti della stazione mobile, la stima del ritardo di propagazione viene continuamente aggiornata e comunicata mediante il canale di servizio.

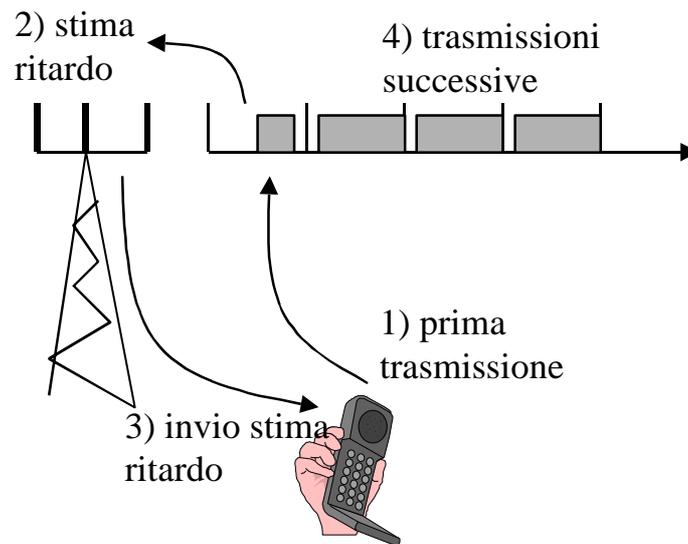


Figura 9: passi della procedura di timing advance per il GSM

Nei canali broadcast non centrali il problema del sincronismo si aggrava perché non esiste un punto di riferimento. Segnali emessi da stazioni diverse possono sovrapporsi in un punto ma essere distanti in un altro (Figura 10). In questo caso non è possibile adottare tempi di guardia minori di $T_g = 2 \max[\tau_{ij}]$, dove τ_{ij} è il tempo di propagazione tra la stazione i e la stazione j .

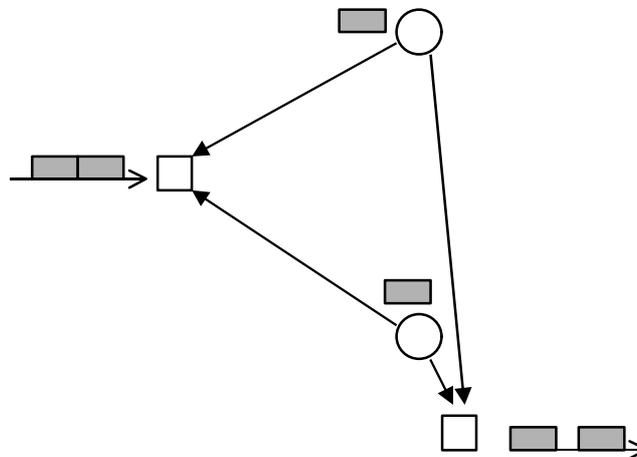


Figura 10: allineamenti diversi di trasmissioni in punti di ricezione diversi

I tempi di guardia hanno influenza diretta sull'efficienza con cui viene sfruttato il canale, in quanto i tempi di guardia sono tempi morti per la trasmissione. L'efficienza vale

$$h = \frac{T_i}{T_i + T_g} = \frac{1}{1 + \frac{T_g}{T_i}} = \frac{1}{1 + T_g \frac{C}{n_i}} \quad (2.5)$$

dove T_i è la durata dello slot, C la velocità del collegamento e n_i il numero di bit che possono essere trasmessi in un tempo di slot. Si vede come l'efficienza dipenda in modo diretto dal rapporto T_g/T_i . T_g dipende solo dal massimo ritardo di propagazione, ovvero dalla massima distanza essendo $\tau_{ij} = d_{ij}/v$, dove d_{ij} è la distanza (in m) tra la stazione i e la stazione j , e v è la velocità di propagazione del segnale che si può assumere pari a $3 \cdot 10^8$ m/s nel caso di mezzo trasmissivo radio, e pari a $2 \cdot 10^8$ m/s nel caso di mezzo trasmissivo ad onde guidate (doppini, cavi, ecc.). T_i pari a n_i/C , cresce all'aumentare del numero di bit per slot n_i e decresce all'aumentare della velocità del collegamento C .

Si vede quindi come sia conveniente avere tempi di slot T_i lunghi per aumentare l'efficienza e, invece, tempi di slot corti per avere bassi ritardi di adattamento T_a . Ad ogni modo, se le distanze sono molto grandi, l'efficienza è comunque bassa e si capisce come il TDMA non sia adatto a sistemi con grandi distanze tra le stazioni.

Molto spesso si utilizza la moltiplicazione mista FDMA/TDMA in cui si hanno diverse portanti a frequenza diversa e diversi slot su ogni portante. Un esempio di questo genere è dato dal sistema GSM che ha 124 portanti e 8 slot per trama su ogni portante.

3.3 Code Division Multiple Access (CDMA)

Il sistema CDMA è analogo alla tecnica CDM con alcune sostanziali differenze. Prima di tutto, per definizione di accesso multiplo, la somma dei segnali è fatta sulla rete fisica broadcast e non dall'unico trasmettitore come nel caso del CDM. In secondo luogo, i codici utilizzati non sono ortogonali. Infatti, non è possibile in generale ottenere il sincronismo dei bit e delle parole di codice come richiesto dall'uso di segnali ortogonali a causa dei tempi di propagazione. Le trasmissioni delle diverse stazioni risultano, dunque, sfasate in modo casuale. Anche se si utilizzassero codici ortogonali lo sfasamento distruggerebbe l'ortogonalità e l'uscita dei ricevitori sarebbe affetta dall'interferenza generata dagli altri segnali.

Il problema è allora quello di scegliere delle sequenze di codice in grado di minimizzare l'interferenza. Di solito la scelta cade su sequenze pseudo-casuali che rendono l'interferenza quasi equivalente a rumore puramente casuale.

4. Cenni sui sistemi radiomobili

I sistemi radiomobili servono principalmente per consentire l'accesso alla rete telefonica pubblica mediante dei terminali radio mobili. L'accesso alla rete è fornito da un elevato numero di stazioni radio base che hanno il compito di coprire il territorio e collegarsi alla rete fissa (Figura 11). La rete fissa deve avere delle funzionalità aggiuntive per gestire la mobilità degli utenti, ovvero raggiungere per una chiamata l'utente desiderato localizzandolo sul territorio (location management) e consentire di effettuare delle chiamate che automaticamente vengono passate da una stazione base ad un'altra nel movimento del mobile, senza interruzioni del servizio (procedure di handover). In questo paragrafo si darà un breve cenno alle problematiche dell'interfaccia di accesso radio dei sistemi radiomobili.

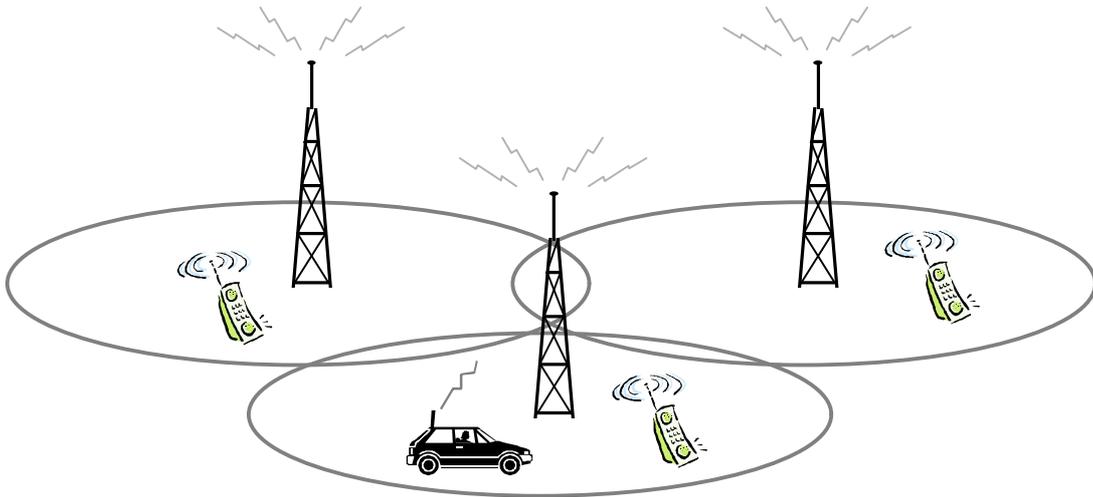


Figura 11: sistema radiomobile

La prima problematica da affrontare all'interfaccia radio dei sistemi cellulari è relativa al modo con il quale gli utenti di una stessa stazione base condividono la risorsa radio. Nella direzione da stazione base a stazione mobile (downlink) il problema è quello della multiplazione dei diversi canali, mentre nella direzione opposta il problema è di accesso multiplo delle stazioni mobile localizzate in posizioni diverse sull'area di copertura della stazione base, detta **cella**.

I sistemi cellulari di prima generazione (TACS in Europa, AMPS negli Stati Uniti) erano analogici ed usavano tecniche FDM/FDMA per multiplazione ed accesso multiplo all'interfaccia radio. Con tecniche di modulazione FM (Frequency Modulation) venivano creati canali con banda di 25 kHz attorno ai 900 MHz, uno per l'uplink e uno per il downlink di ogni conversazione.

I sistemi cellulari di seconda generazione (GSM in Europa, D-AMPS negli Stati Uniti) usano delle tecniche ibride basate su tecniche di divisione di frequenza per definire delle portanti radio attorno a 900 MHz e 1800 MHz, e su tecniche di divisione di tempo TDM/TDMA su ogni portante. Sono sistemi digitali e, quindi, le tecniche di modulazione utilizzate su ogni portante sono di tipo numerico.

I sistemi cellulari di terza generazione, il cui ingresso in esercizio è previsto per il 2002-2003, sono basati su tecniche a divisione di codice CDM/CDMA.

Lasciando da parte i sistemi di terza generazione che coinvolgono problematiche più complesse, nei sistemi sia di prima che di seconda generazione il numero di canali per chiamate telefoniche ottenibile con le tecniche di accesso multiplo e multiplazione nella banda di frequenze disponibile è pari a poche centinaia. In realtà, la rete è in grado di supportare un numero molto più elevato di chiamate contemporanee mediante l'uso di tecniche dette di **riuso** che costituiscono la seconda problematica dell'interfaccia radio. Lo stesso canale può essere usato contemporaneamente per conversazioni attive in celle diverse a patto che le celle siano sufficientemente distanti da far sì che l'interferenza co-canale generata non pregiudichi troppo la qualità del collegamento. Quindi l'interferenza è una caratteristica non eliminabile dei sistemi radiomobili cellulari.

Di solito, le caratteristiche dell'interferenza sono riassunte nel rapporto tra la potenza del segnale e la somma delle potenze dei segnali interferenti SIR (Signal-to-Interference Ratio) al ricevitore, e si assume che la qualità del collegamento sia accettabile se il SIR è maggiore di una soglia prefissata SIR_c , il cui valore dipende dalle caratteristiche dei sistemi di modulazione e di codifica.

A scopo di analisi e studio, spesso, si schematizza un sistema cellulare mediante celle esagonali (in realtà la forma reale dell'area di copertura di una stazione dipende dalla propagazione del segnale radio sul territorio circostante e dalla posizione delle altre celle confinanti). Nei sistemi come il GSM l'insieme dei canali radio disponibili (in realtà le portanti disponibili) viene diviso in K sotto-insieme e ad ogni stazione base viene assegnato un sotto-insieme in modo tale da massimizzare la distanza tra celle che usano lo stesso sotto-insieme. L'insieme di K celle che usano tutti i canali disponibili è detto *cluster*. In Figura 12 sono mostrati i casi di $K=7$ e $K=3$.

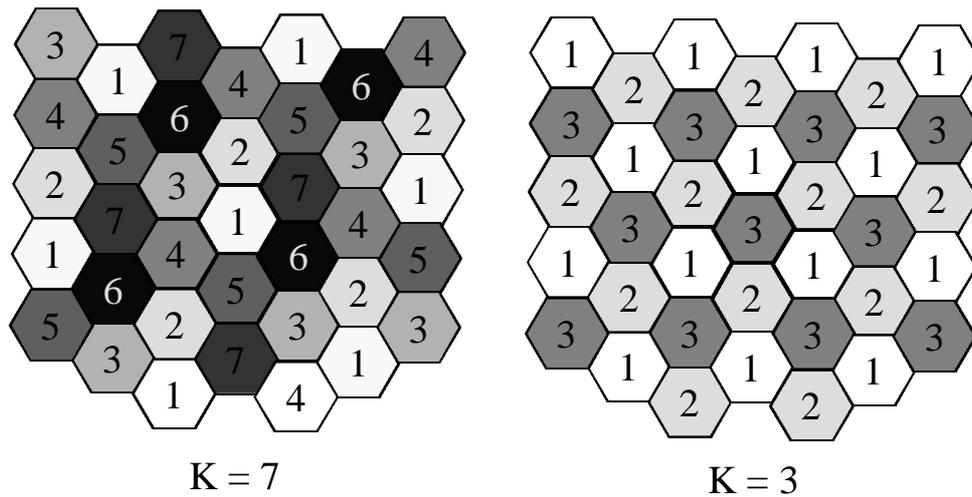


Figura 12: riuso con cluster 7 e cluster 3

Affinché siano soddisfatti dei vincoli di regolarità geometrica dei cluster solo alcuni valori di K sono possibili $K=1, 3, 4, 7, 9, 11, 13$, ecc. Naturalmente, dato il valore di K è definita la frazione di canali usati per cella, ovvero l'efficienza di riuso pari a $1/K$.

Dato il valore di soglia del SIR, è possibile stimare la distanza minima tra celle interferenti, ovvero celle che usano gli stessi canali. Si consideri lo scenario semplificato di una cella e delle 6 celle interferenti più vicine (Figura 13). Sia d la distanza di un utente dalla stazione radio base nella cella centrale e siano d_i le distanze degli utenti interferenti nelle altre celle dalla stazione base centrale. Possiamo assumere che la potenza ricevuta P_r da un ricevitore posto a distanza d da un trasmettitore che emette una potenza P_t sia stimabile come:

$$P_r = P_t \cdot G \cdot d^{-h} \quad (2.6)$$

dove G è un fattore che tiene conto dei guadagni delle antenne e η è l'esponente di attenuazione che varrebbe 2 nello spazio libero, ma che di solito si assume paria a $3 \div 4$ nella propagazione dei sistemi radiomobili.

Se si assume che tutti emettano la stessa potenza e che le antenne siano uguali, è possibile calcolare il SIR come:

$$SIR = \frac{P_t \cdot G \cdot d^{-h}}{\sum_{i=1}^6 P_t \cdot G \cdot d_i^{-h}} = \frac{d^{-h}}{\sum_{i=1}^6 d_i^{-h}} \quad (2.7)$$

L'espressione (2.7) può essere approssimata se si assume il caso peggiore nel quale l'utente della cella centrale si trova a bordo cella a distanza r , raggio della cella, e si approssimano le distanze d_i con la distanza D tra le stazioni radio base. Si ha:

$$SIR \cong \frac{r^{-h}}{6D^{-h}} = \frac{1}{6} \left(\frac{1}{R} \right)^{-h} \quad (2.8)$$

dove si è definito R , rapporto di riuso, come il rapporto tra la distanza tra le celle interferenti e il raggio della cella. Si osserva come, sotto le assunzioni e semplificazioni fatte, il SIR dipenda solo dal rapporto di riuso e sia, invece, indipendente dalla potenza trasmessa e dal valore assoluto del raggio della cella. Fissato un requisito di qualità espresso in termini di soglia sul rapporto segnale-interferenza SIR_t nel caso peggiore, si può ottenere un rapporto di riuso minimo R_{\min} .

Trovato R_{\min} si può valutare la dimensione minima del cluster K e, quindi, l'efficienza massima del sistema. Si può mostrare, infatti, che R e K sono legati da:

$$K = \frac{R^2}{3} \quad (2.9)$$

Si ha quindi:

$$K_{\min} = \frac{(6SIR)^{2/h}}{3} \quad (2.10)$$

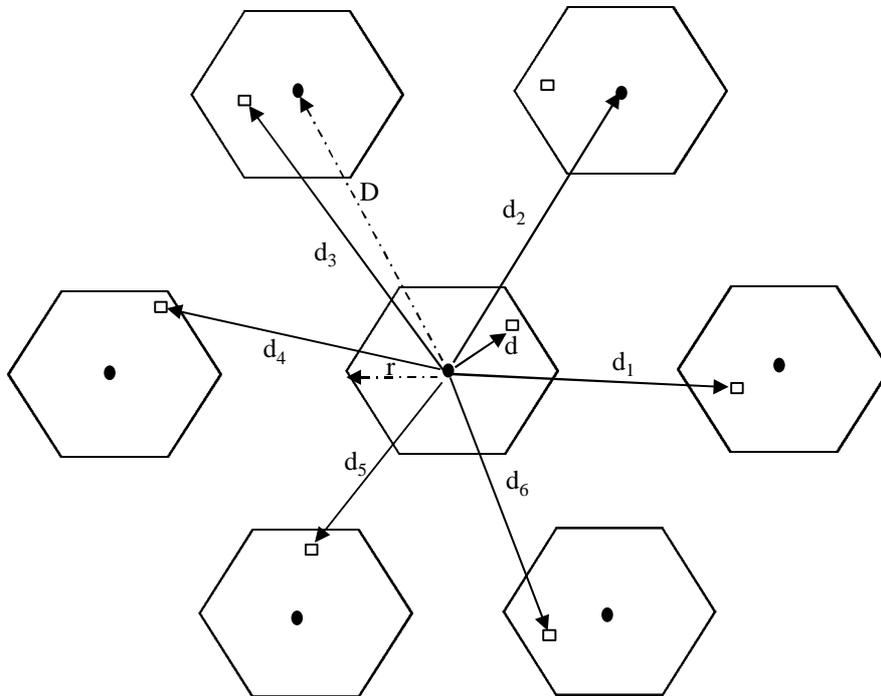


Figura 13: schema semplificato per il calcolo del SIR