

# Spread-Spectrum Communications

Pulung Ajie Aribowo, 31257-TE  
Radityo Cahyo Yudanto, 31261-TE  
Anugerah Adiputra, 31310-TE  
Jurusan Teknik Elektro FT UGM,  
Yogyakarta

## PENDAHULUAN

Dalam sistem komunikasi, biasanya penting untuk menggunakan bandwidth secara efisien yaitu, kita sebagai user lebih memilih bandwidth untuk menjadi kecil. Namun, kadang-kadang diperlukan untuk mengorbankan bandwidth ini kriteria untuk memenuhi tujuan desain lainnya. Sebagai contoh, dalam sistem jaringan nirkabel yang aman, sinyal tidak boleh mudah dideteksi atau dikenali oleh pendengar yang tidak sah. Dalam sistem seperti ini, keamanan adalah lebih penting dan diutamakan daripada penggunaan bandwidth yang efisien.

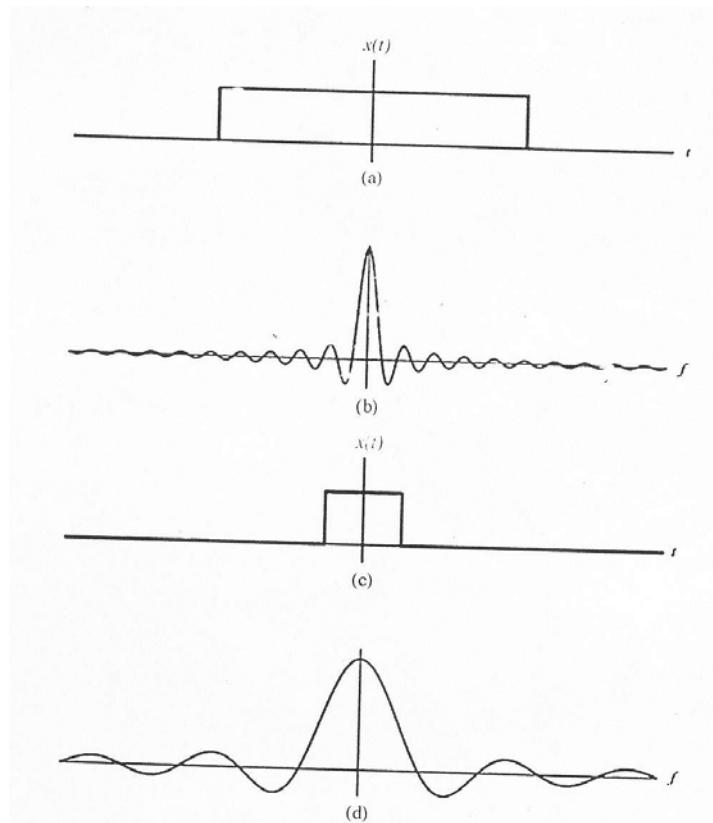
Komunikasi spread-spectrum sebenarnya dikembangkan untuk aplikasi militer. Yang pada dasarnya, untuk memperlebar bandwidth. salah satu perhatian utama dari tujuan desain sistem seperti ini adalah perlindungan terhadap gangguan (jamming). Namun, ada aplikasi sipil yang menggunakan teknik spread-spectrum. Sebagai contoh, spread-spectrum diadopsi di lokal nirkabel IEEE 802.11-area-network (WLAN) standar untuk memberikan penolakan multipath dalam link data lingkungan nirkabel. Aplikasi lain dalam komunikasi akses-jamak di mana jumlah pengguna independen yang diperlukan untuk mengirimkan informasi melalui saluran umum. Kita akan melihat bahwa spektrum penyebaran Teknik ini dapat digunakan dalam sistem Code Division Multiple-Access (CDMA) yang diperkenalkan pada Bab 7.

### 7.1 Konsep Dasar Spread-spektrum

mempertimbangkan Gambar 7-1 (a) yang berisi pulsa. Transformasi Fourier spektrum pulsa ini ditunjukkan pada 7-1 (b); seperti yang dibahas dalam Bagian 4.3. Sekarang anggaplah kita mengurangi lebar pulsa seperti dalam gambar 7-1 (c); maka spektrum Transformasi Fourier yang sesuai akan melebar, seperti yang ditunjukkan pada 7-1 (d).

Sebagai lebar pulsa berkurang, Transformasi Fourier spektrum tersebar, keluar, dalam arti tertentu. apa pentingnya ini menyebar? Perhatikan bahwa sinyal sekarang mengandung lebih banyak komponen-komponen frekuensi. Setidaknya ada dua keuntungan dari penyebaran spectrun ini:

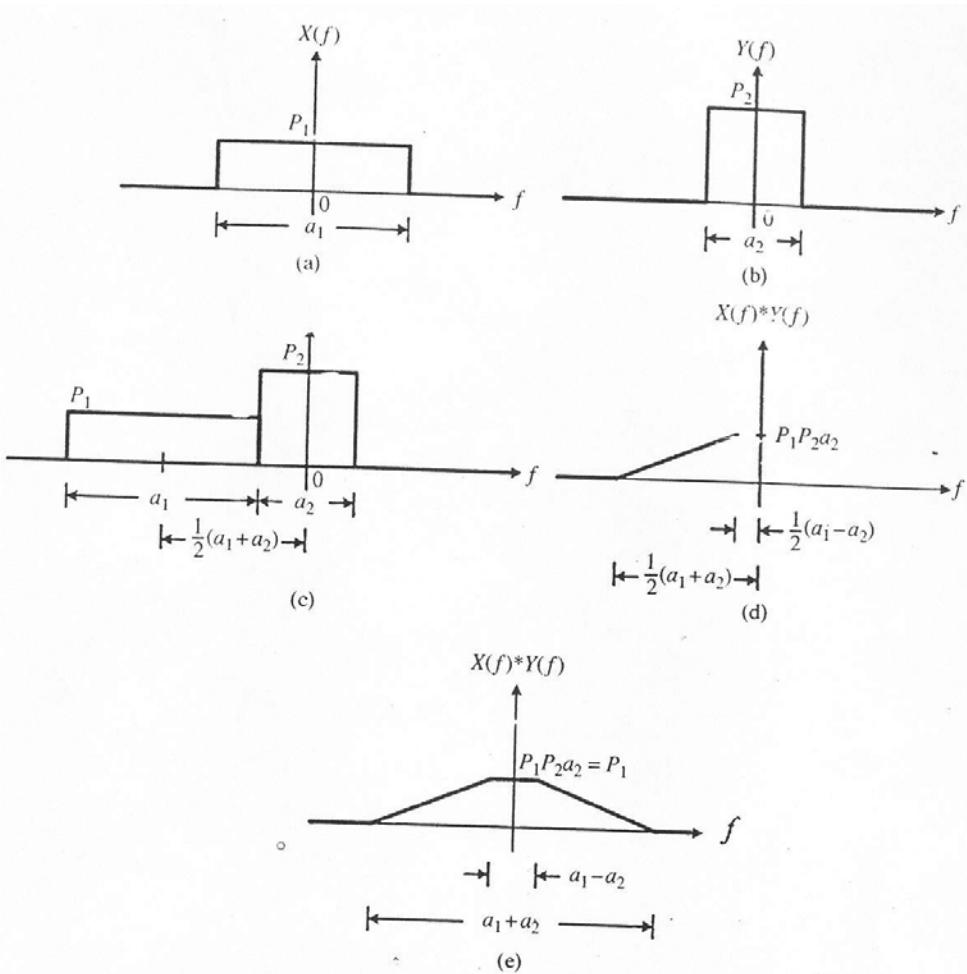
- Ketika bandwidth dari spektrum yang melebar, dimana relatif lebih sulit bagi penyusup untuk memahami sinyal, di mana harus memiliki penerima yang dapat mendeteksi sinyal spektrum luas.
- Jika bandwidth spektrum sempit, setiap suara akan signifikan. Dengan demikian sinyal akan dengan mudah terganggu oleh kebisingan. di sisi lain, jika spektrum tersebar keluar, suara tidak akan berpengaruh signifikan pada sinyal itu sendiri kecuali menempati spektrum yang agak lebar.



Gambar 7-1 Mengubah dari spektrum Fourier Transform sehubungan dengan lebar pulsa: (a) nadi lebar (b) Transformasi Fourier nadi di (a); (c) nadi sempit (d) Transformasi Fourier nadi di (c)

Biarkan ada dua sinyal  $x(t)$  dan  $y(t)$ . Biarkan Transformasi Fourier mereka disumbangkan sebagai  $X(f)$  dan  $Y(f)$ , masing-masing. Untuk menyederhanakan diskusi kita, mari kita asumsikan bahwa  $X(f)$  dan  $Y(f)$  adalah gelombang persegi seperti yang ditunjukkan masing-masing pada Gambar 7-2 (a) dan 7-2 (b). Kami berasumsi bahwa area di bawah  $X(f)$  dan  $Y(f)$  adalah  $P_1a_1 = 1$  dan  $P_2a_2 = 1$ . Selain itu, bandwidth  $X(f)$  adalah lebih luas daripada  $Y(f)$ , sehingga  $a_1 > a_2$ . Untuk mempermudah kita sebut  $X(f)$  sebagai lebar-band sinyal dan  $Y(f)$  sempit-band sinyal.

Seperti yang ditunjukkan dan dijelaskan dalam Bab 3, Transformasi Fourier dari sinyal  $x(t)$   $y(t)$  adalah konvolusi dari  $X(f)$  dan  $Y(f)$ . Untuk menemukan konvolusi, kita dapat membayangkan  $Y(f)$  yang akan tetap di ruang angkasa dan  $X(f)$  yang akan dipindahkan dari minus tak terhingga ke kanan. Nilai konvolusi akan 0 sampai  $Y(f)$  menabrak  $X(f)$ . Jadi  $X(f) * Y(f)$  mulai menjadi nol pada saat  $f = -(1/2)(a_1 + a_2)$ , seperti yang ditunjukkan pada Gambar 7-2 (c). Hal ini akan terus meningkat sampai terdepan yang tepat dari  $X(f)$  bertepatan dengan  $Y(f)$ , seperti yang ditunjukkan pada Gambar 7-2 (d), Yaitu, pada  $f = (1/2)(a_1 - a_2)$ , yang belok mencapai puncak dimana  $P_1P_2a_2 = P_1$ . Keseluruhan fungsi konvolusi ditunjukkan pada Gambar 7-2 (e).



Gambar 7-2 hasil konvolusi dari dua persegi gelombang spectra

Dari Gambar 7-2 (e), terlihat bahwa konvolusi dari dua spektra memiliki kecenderungan meratakan spektral. Yaitu, spektrum dari  $x(t)$  dan  $y(t)$  adalah lebih luas daripada  $X(f)$  dan  $Y(f)$ . Ini berarti bahwa dengan mengalikan  $x(t)$  dan  $y(t)$ , kita dapat secara efektif menyebarluaskan spektrum  $y(t)$  jika spektrum  $X(f)$  cukup luas. Hal ini sangat penting dan merupakan dasar dari salah satu sistem spektrum tersebut. Pembaca dapat melihat bahwa  $x(t)$  dapat dilihat sebagai sinyal modulasi. Tujuan dari modulasi ini bukanlah untuk mengangkat frekuensi, dan juga bukan untuk menyebarluaskan spektrum.

Sejak  $a_1 > a_2$ , dan diperoleh  $P_1 < P_2$ . Dari Gambar 7-2 (e), kita dapat melihat bahwa penggandaan-band yang sempit dari sinyal  $y(t)$  dan sinyal pita lebar  $x(t)$  akan memiliki efek mengurangi besarnya spektrum  $y(t)$  dari  $P_2$  untuk  $P_1 P_2 a_2 = P_1$ .

Satu masalah yang terbentuk karena menggunakan Transformasi Fourier adalah bahwa koefisien dari Transformasi Fourier dapat menjadi kompleks. Dalam diskusi tentang sistem spektrum tersebut, kita akan menggunakan spektrum kekuatan konsep yang diperkenalkan dalam Bab 5.

## 7.2 Baseband Transmission for Direct-sequence Spread-spectrum (DSSS) Communications

Salah satu karakteristik penting dari komunikasi spread-spectrum adalah bahwa dapat memberikan perlindungan terhadap sinyal yang mengganggu dengan daya yang terbatas dengan sengaja membuat informasi sinyal pembawa menduduki bandwidth yang jauh melebihi minimum yang diperlukan untuk mengirimkan itu. Selain itu, sinyal yang ditransmisikan memiliki fitur dimana suara-seperti sinyal dengan gangguan dasar yang tersembunyi di dalamnya. Sinyal yang ditransmisikan dengan demikian aman untuk menyebarkan melalui saluran tanpa terdeteksi oleh pendengar yang tidak sah. Dalam bagian ini kita akan memperkenalkan metode direct sequence spread-spectrum (DSSS). Untuk menggambarkan ide dari DSSS tersebut, maka pertama kali dijelaskan transmisi baseband dari sinyal DSSS.

Salah satu metode menyebarkan bandwidth dari sinyal informasi baseband melibatkan penggunaan modulasi. Biarkan ( $m_k$ ) menjadi urutan data biner dengan  $m_k \in \{+1, -1\}$ . Biarkan  $T_b$  menjadi bit interval sinyal transmisi ( $m_k$ ). Maka data rate dapat dinyatakan sebagai  $1/T_b$  bits/s. Pulsa baseband sinyal dari urutan informasi dapat dinyatakan sebagai berikut :

$$m(t) = \sum_k m_k p(t - kT_b), \quad (7-1)$$

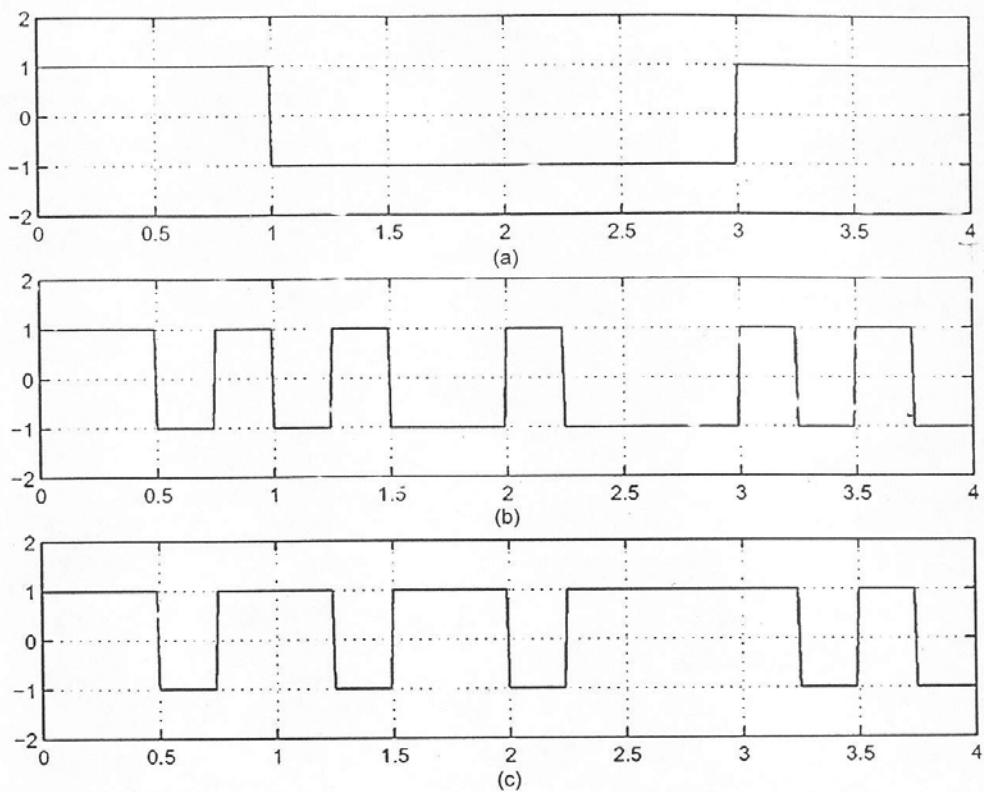
$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_b \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (7-2)$$

Misalnya, membiarkan informasi urutan ( $m_k$ ) menjadi (1, -1, -1, 1). dimana baseband sinyal pulsa  $m(t)$  dengan  $T_b = 1s$  untuk informasi urutan (1, -1, -1, 1) yang digambarkan pada Gambar 7-3 (a). kita akan mengacu ke  $m(t)$  sebagai informasi-bantalan sinyal. Dalam domain frekuensi, kekuatan kepadatan spektral  $m(t)$  ditunjukkan pada Gambar 7-4(a). Karena sifat kerapatan spektral daya dibahas dalam bagian sebelumnya, jika interval sinyal  $T_b$  menjadi lebih kecil, bandwidth yang lebih luas dari kerapatan spektral daya dapat. Kerapatan spektral daya dari  $m(t)$  berkonsentrasi pada kisaran  $[-1/T_b, 1/T_b]$ , yang adalah  $[-1, 1]$  dalam kasus ini sejak  $T_b = 1s$ . Oleh karena itu, kita dapat menentukan bandwidth dari  $m(t)$  sebagai  $2/T_b$ .

Sekarang, untuk menyebarkan bandwidth sinyal, kita dapat mengalikan  $m(t)$  dengan sinyal  $c(t)$  yang memiliki kerapatan spektral daya lebih luas daripada  $m(t)$ . Dari teori Transformasi Fourier, perkalian dari dua sinyal menghasilkan sinyal spektrum yang sama dengan konvolusi dari spektra dari dua sinyal seperti yang informal yang ditunjukkan pada Bagian 7.1. Jadi jika pesan sinyal  $m(t)$  adalah band sempit dan sinyal  $c(t)$  adalah band luas, sinyal produk  $m(t) c(t)$  akan memiliki spectrum yang hampir sama dengan lebar-band sinyal  $c(t)$ .

Sekarang masalahnya adalah bagaimana untuk menghasilkan  $c(t)$ . Generasi  $c(t)$  bergantung pada suara buatan manusia seperti urutan biner ( $c_k$ ) disebut deret gangguan semu (deret PN). Sebuah penjelasan rinci tentang deret PN akan diberikan dalam Bagian 7.4. Saat ini, kita hanya perlu ingat bahwa ( $c_k$ ) adalah seperti deret acak dengan  $c_k \in \{1, -1\}$  dan dikenal oleh kedua pemancar dan penerima. Secara matematis,  $c(t)$  dapat dinyatakan sebagai :

$$c(t) = \sum_k c_k q(t - kT_c), \quad (7-3)$$



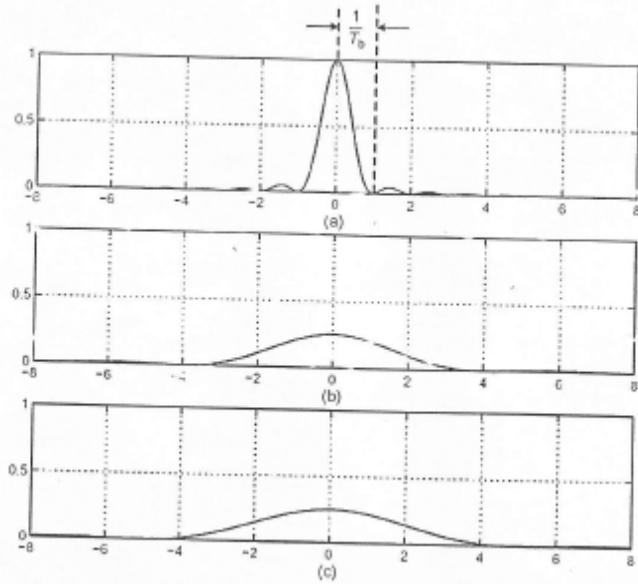
Gambar 7-3 Sinyal dalam teknologi DSSS: (a) gelombang dari sinyal bmeband n (r); (b) PN sinyal c (r); (c) sinyal produk y (r): m (t) c (t)

Dimana  $T_c$  disebut interval chip dan sebuah  $q(t)$  adalah sinyal denyut nadi yang didefinisikan sebagai

$$q(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_c \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (7-4)$$

Untuk membuat spektrum  $c(t)$  lebih luas daripada  $m(t)$ , Interval Chip  $T_c$  harus lebih kecil daripada interval sinyal  $T_b$ . Dalam kebanyakan kasus, Interval chip disetting dengan kondisi  $T_c = T_b / N$ , dimana  $N$  merupakan bilangan bulat positif yang lebih besar daripada satu. Jelas bahwa bandwidth dari  $c(t)$  adalah  $2/T_c = 2N / T_b$  yang  $N$  kali lebih luas daripada  $m(t)$ . Gambar 7-3 (b) menunjukkan sinyal PN  $c(t)$  dengan tingkat chip  $T_c = T_b / 4$  dan PN urutan  $c_k$  menjadi  $(+1, +1, -1, +1, -1, 1, -1, -1, +1, -1, -1, -1, +1, -1, +1, -1)$ . Gambar 7-4(b) menunjukkan kekuatan kepadatan spektral  $c(t)$ . Jelas bahwa bandwidth dari  $c(t)$  adalah  $2/T_c = 8/T_b$  yang empat kali lebih luas daripada  $m(t)$ . Dengan mengalikan sinyal informasi-bantalan  $n(t)$  dengan sinyal PN  $c(t)$ , setiap informasi bit dibagi menjadi beberapa interval waktu yang lebih kecil. Interval waktu ini biasanya disebut hanya sebagai chip. Untuk transmisi baseband, sinyal yang dihasilkan  $y(t)$ , yang mewakili sinyal yang ditransmisikan, dinyatakan sebagai berikut :

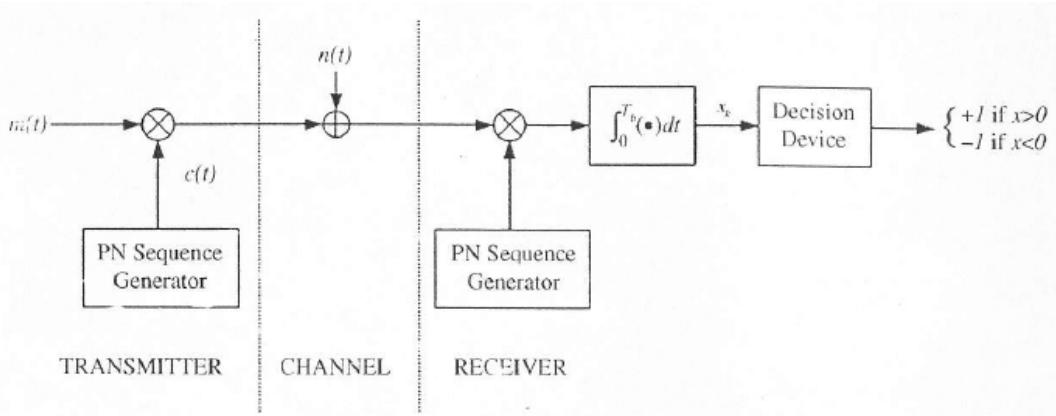
$$y(t) = m(t)c(t) \quad (7-5)$$



Gambar 7-4 Power kepadatan spektral sinyal yang berbeda: (a) dari sinyal baseband  $m(t)$ ; (b) dari sinyal PN  $c(t)$ ; (c) dari produk sinyal  $y(t) = m(t) * c(t)$

Contoh dari bentuk gelombang sinyal yang dihasilkan  $y(t)$  diberikan dalam 7-3 (c) dan kerapatan spektral daya dari  $y(t)$  diberikan dalam 7-4 (c). Bandingkan angka 7-4 (a) dan 7-4 (c), kita melihat bahwa bandwidth sinyal  $y(t)$  adalah jauh lebih luas daripada yang asli, bantalan sinyal informasi  $m(t)$ . Selain itu, dalam frekuensi domain, seperti yang ditunjukkan dalam bagian 7.1, besarnya kepadatan spektral daya dari sinyal pita lebar  $y(t)$  akan lebih kecil dibandingkan dengan band sempit sinyal  $m(t)$  karena mekanisme konvolusi. Bagi orang luar memahami sepenuhnya  $y(t)$ , ia membutuhkan sebuah sistem penerima yang mencakup rentang frekuensi yang lebih luas, untuk setiap frekuensi yang dia butuhkan untuk dapat mendeteksi sinyal dengan amplitudo yang cukup kecil, dan ia perlu tahu  $c(t)$ . Dengan demikian, penyebaran sistem spektrum dapat dilihat sebagai suatu sistem enkripsi yang mencegah orang luar memahami sinyal yang ditransmisikan.

Modulasi dan Demodulasi dari sistem spektrum tersebar diperkenalkan di atas ditunjukkan pada Gambar 7-5 di bawah ini :



Gambar 7-5 sebuah modulasi spread-spectrum dan sistem Demodulasi

Pada bagian kiri dari Gambar 7-5 adalah modulasi DSSS yang melakukan perkalian, di mana sinyal PN  $c(t)$  yang dihasilkan oleh generator deret PN. Sinyal yang diterima  $r(t)$  terdiri dari sinyal  $y(t)$  dan sinyal gangguan aditif dilambangkan dengan  $n(t)$  seperti ditunjukkan pada Gambar 7-5. Maka:

$$\begin{aligned} r(t) &= y(t) + n(t) \\ &= m(t) c(t) + n(t) \end{aligned} \quad (7-6)$$

di mana istilah noise  $n(t)$  dapat dihasilkan oleh sumber lain di luar sistem yang sengaja ingin memecah sistem komunikasi atau mungkin sengaja dihasilkan dari rangkaian itu sendiri. Untuk memulihkan kembali sinyal pesan asli  $m(t)$ , sinyal yang diterima  $r(t)$  dilewatkan ke sebuah demodulator yang terdiri dari sebuah pengganda diikuti oleh integrator, dan keputusan perangkat seperti ditunjukkan pada bagian kanan Gambar 7-5. Pengali dilengkapi dengan sinyal PN yang dihasilkan secara lokal  $c(t)$  yang merupakan replika dari yang digunakan dalam pemancar. Proses mengalikan  $c(t)$  ke sinyal yang diterima disebut '*despreading*'. Ini mensyaratkan bahwa deret PN di penerima akan berbaris persis dengan yang di pemancar. Pengganda output karena itu diberikan oleh

$$\begin{aligned} z(t) &= r(t) \cdot c(t) \\ n(t) &= m(t) c(t) + n(t) c(t) \end{aligned} \quad (7-7)$$

Persamaan di atas menunjukkan bahwa sinyal data  $m(t)$  dikalikan dua kali oleh sinyal PN  $c(t)$ . Sejak, dari Persamaan (7-3),  $c(t)$  adalah sinyal baseband bipolar (i.e.  $c(t) \in \{+1, -1\}$  untuk semua  $t$ ). Kami telah  $c^2 t = 1$  untuk semua  $t$ . Dengan demikian kita

$$z(t) = m(t) + n(t) \cdot c(t) \quad (7-8)$$

Dari Persamaan (7-8), informasi-bantalan sinyal  $m(t)$  adalah direproduksi di pengganda output dalam penerima, kecuali istilah aditif  $n(t) c(t)$  yang merupakan efek dari gangguan.

tujuan dari pembahasan ini adalah apakah  $n(t)c(t)$  akan mendapat pengaruh yang besar dari  $m(t)$  atau tidak, catatan, gangguan  $n(t)$  dikalikan dengan sinyal PN  $c(t)$  local. Hal ini dapat diartikan spreading code  $c(t)$  akan mempengaruhi gangguan  $n(t)$  seperti yang terjadi pada sinyal  $m(t)$  pada alat transmisi terakhir. Diamati bahawa sinyal information-bearing  $m(t)$  adalah narrow band, sementara  $n(t)c(t)$  adalah wide band sejak  $c(t)$  merupakan wide band juga. Untuk menjelaskan bagaimana pengaruh dari  $n(t)$  dikurangi, diasumsikan  $n(t) = A \cos(2\pi f_j t)$ . Power spectral density dari  $n(t)$  adalah  $P_n(f) = (A^2/4)(\delta(f - f_j) + \delta(f + f_j))$  dimana daya terbesar di alokasikan pada frekuensi  $f_j$  dan  $-f_j$ . Daya dari  $n(t)$  dapat dicari sebagai berikut

$$\begin{aligned}
 P_n &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |n(t)|^2 dt \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |A \cos(2\pi f_j t)|^2 dt \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{A^2}{2} dt \\
 &= \frac{A^2}{2}.
 \end{aligned} \tag{7-9}$$

Sekarang diketahui  $n'(t) = n(t)c(t)$  dan diketahui  $P_n(f)$  dan  $P_c(f)$  sebagai power spectral densities dari  $n'(t)$  dan  $c(t)$ , maka dengan jelas peramaan power spectral densities dari  $n'(t)$  adalah

$$P_{n'}(f) = (A^2/4)P_c(f - f_j) + (A^2/4)P_c(f + f_j) \tag{7-10}$$

Dengan teori konvolusi. Hal ini berarti power spectral densities dari  $n'(t)$  bergeser ke frekuensi  $f_j$  dan  $-f_j$ . Lebar bidang (bandwidth) dari  $P_{n'}(f)$  lebih besar dari  $P_c(f)$  dimana  $\frac{2N}{T_b}$  dan lebih lebar dari  $P_n(f)$ . Karena lebar bidang sekarang lebih besar, maka dapat kita perkirakan bahwa sinyal  $n'(t) - n(t)c(t)$  akan di pengaruhi oleh sinyal  $m(t)$ .

Untuk menyederhanakannya, dapat diasumsikan power spectral density dari  $c(t)$  adalah konstan,  $W$  diatas  $(-N/T_b, N/T_b)$  dan nol untuk nilai lainnya

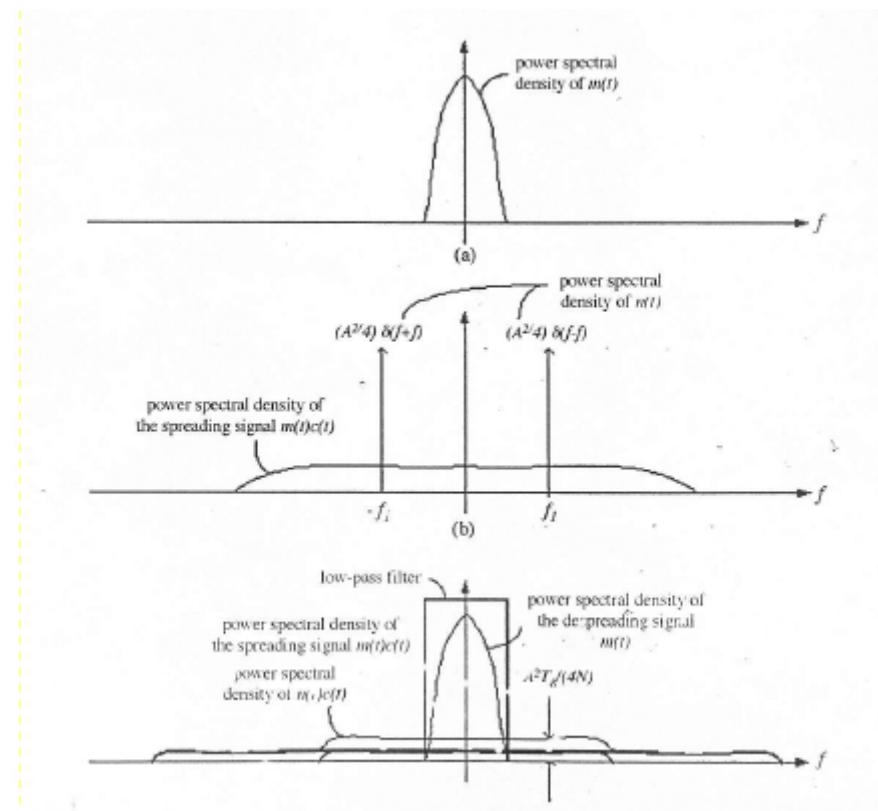
$$P_c(f) = \begin{cases} W & -N/T_b < f < N/T_b \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \tag{7-11}$$

Sejak  $c(t) \in \{+1, -1\}$ , daya rata-rata dari  $c(t)$  adalah 1, sehingga :

$$P_{n'} = 1 = \int_{-N/T_b}^{N/T_b} W df = 2WN/T_b, \tag{7-12}$$

Dimana diindikasikan bahwa  $W = \frac{T_b}{(2N)}$ . Dari persamaan 7-10, sejak  $P_c(f - f_i)$  dan  $P_c(f + f_i)$  melebihi dan  $P_c(f) = W$  untuk  $-\frac{N}{T_b} < f < \frac{N}{T_b}$ , nilai maksimum magnitude dari  $P_n(f) = (A^2/4)P_c(f - f_i) + (A^2/4)P_c(f + f_i)$  ini sama dengan  $2(A^2W/4) = A^2W/2 = \frac{A^2T_b}{(4N)}$

Pembahasan di atas menunjukkan bahwa efek dari gangguan sinyal  $n(t)$  pada  $m(t)$  tidak signifikan karena dikalikan dengan  $c(t)$ . Dengan menerapkan output dari multiplier ke lowpass filter dengan bandwidth yang cukup besar untuk memulihkan sinyal pembawa informasi  $m(t)$ , sebagian besar kekuasaan di komponen  $m(t)c(t)$  adalah disaring. Gambar 7-6 menggambarkan spektrum sinyal terkait dan bagaimana efek gangguan dikurangi. Gambar 7-6 (a) menggambarkan kekuatan spektrum informasi, bantalan sinyal  $m(t)$ . Spektrum sinyal yang diterima ditunjukkan pada 7-6(b), di mana spektrum penyebaran sinyal  $n(t)c(t)$  digambarkan. Selain itu, kami mengasumsikan bahwa ada gangguan yang kuat-band sempit  $n(t)$  yang kekuatan spektrum sebagai konsentrat selama rentang frekuensi digambarkan dalam 7-6 (b). Pada penerima, sinyal yang despread  $m(t)$  yang diberikan dalam Persamaan (7-8) mengandung dua komponen. Komponen pertama adalah spektrum sinyal pulih  $m(t)$  dan yang kedua adalah bahwa komponen dari gangguan  $n(t)c(t)$ ; seperti yang diberikan dalam Gambar 7-6 (c).



Gambar 7-6 power density spectra of  $m(t)$ ,  $n(t)$  and  $m(t)c(t)$  and the despreading signal: (a) of the signal baseband  $m(t)$ ; (b) of the spreading signal  $m(t)c(t)$  and a narrow band interference  $n(t)$ ; (c) of the despreading signal  $m(t)$  and the interference  $n(t)c(t)$ .

Meskipun sinyal gangguan  $n(t)$  menjadi sinyal pita lebar  $n(t)c(t)$ , besarnya secara dramatis mengurangi atas kepentingan band karena perkalian dari  $c(t)$  oleh  $n(t)$ . Ini adalah alasan mengapa efek dari gangguan dikurangi dengan menyebarkan dan teknik disspreading. Pembahasan di atas menunjukkan bahwa sistem spektrum tersebut lebih kebal terhadap gangguan luar yang merupakan karakteristik dari kedua sistem. Secara ringkas, ada dua karakteristik penting dari sistem spread-spectrum:

- (1) hal ini membuat lebih sulit bagi pendengar untuk memahami anauthorized sinyal, dan
- (2) itu lebih kebal terhadap campur tangan pihak luar.

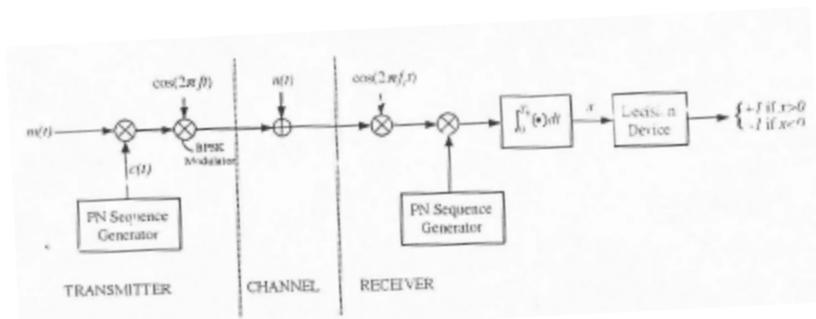
ditunjukkan sebelumnya bahwa sinyal yang diterima akan rendah melewati pass filter untuk menyaring frekuensi tinggi komponen dan hanya menyimpan komponen-komponen frekuensi rendah dalam sinyal pesan  $m(t)$ . ini dapat dilakukan melalui integrasi dan dump sirkuit, disebut correlator dalam bab 5 dan ditunjukkan pada Gambar 7-5.

Integrasi mengevaluasi luas di bawah sinyal yang dihasilkan pada output perkalian. Integrasi dilakukan untuk interval bit sinyal pesan  $m(t)$ , yaitu  $T_b$ . Ketika kami berulang kali menunjukkan, sedikit interval ini sesuai dengan komponen-komponen frekuensi rendah dari  $m(t)$ . Dicatat bahwa, sebenarnya,  $T_b$  relative luas dibandingkan dengan interval chip  $c(t)$ . Hal itu sesuai dengan frekuensi rendah dan integrasi  $n(t)c(t)$  di atas  $T_b$  interval akan sangat kecil.

Dengan demikian integrator dapat dianggap sebagai pass filter rendah. Kita perhatikan di sini bahwa campur tangan pihak luar tidak signifikan karena menyebabkan disspreading. Akhirnya, sebuah keputusan yang dibuat oleh penerima adalah jika  $x$  adalah lebih besar daripada ambang nol, maka penerima akan memutuskan bahwa nilai 1 akan dikirimkan; dan sebaliknya, nilai -1 juga dikirimkan.

### 7.3 Modulasi BPSK untuk DSSS

Untuk komunikasi wireless digunakan transmisi RF ( radio Frequency ), sehingga tingkat frekuensi pembawa harus ada. Dapat digunakan modulasi digital apa saja, misalnya BPSK untuk menghasilkan sinyal RF pada transmitter dan receiver. Hal ini terlihat pada gambar 7-7. Deretan data biner  $mk$  dilewatkan pada dua tingkat modulasi. Tingkat pertama terdiri dari pengali dengan sinyal input information-bearing  $m(t)$  dan sinyal PN  $c(t)$ . Tingkat kedua terdiri dari modulator BPSK.

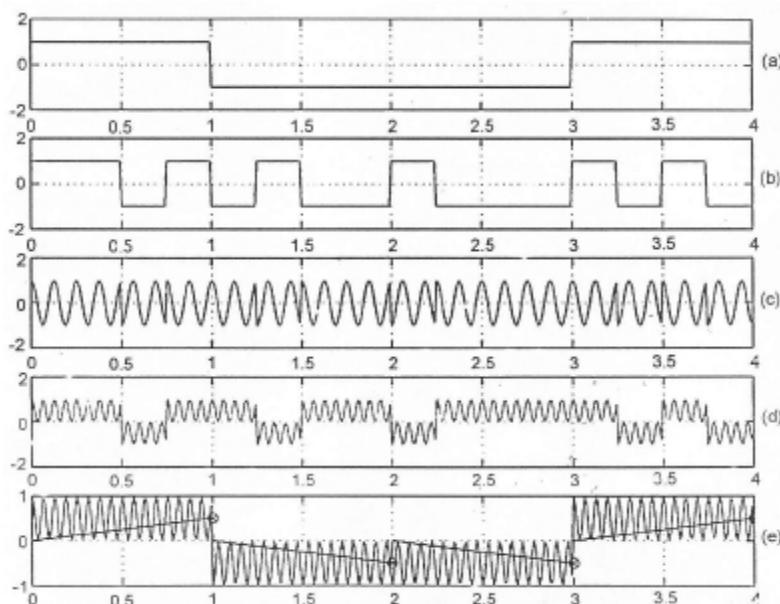


Gambar 7-7 transmitter dan receiver untuk deret langsung spread coherent phase-shift keying

Sinyal yang ditransmisikan diperoleh dari hasil perkalian sinyal DSSS baseband  $y(t) = m(t)c(t)$  dengan sinyal pembawa  $\cos(2\pi f_c t)$  dengan  $f_c$  nilainya lebih besar dari  $\frac{2}{T_s}$ . Maka sinyal BPSK dapat dituliskan sebagai berikut

$$s(t) = m(t)c(t)\cos(2\mu f_c t) \quad (7-13)$$

Gambar 7-8 menggambarkan bentuk gelombang untuk semua sinyal. Gambar 7-8 (a) sebagai contoh dari sinyal information – bearing  $m(t)$ . sinyal PN  $c(t)$  pada 7(b). sinyal yang ditransmisikan sinyal BPSK  $m(t)c(t)\cos(2\mu f_c t)$  pada gambar 7-8(c). dimana gelombang sinyal pembawa tampak.

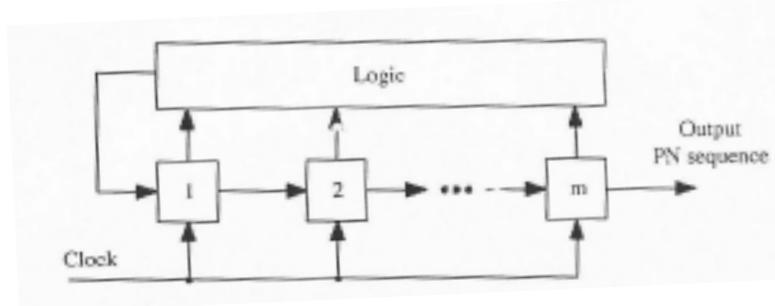


Gambar 7-8 modulasi BPSK untuk DSSS: (a) information-bearing signal  $m(t)$ ; (b) sinyal PN  $c(t)$ ; (c) sinyal yang ditransmisikan  $m(t)c(t)\cos(2\mu f_c t)$ ; (d)  $m(t)c(t)\cos^2(2\mu f_c t)$ , keluaran sinyal dari demodulator tingkat pertama; (e)  $m(t)c^2(t)\cos^2(2\mu f_c t) = m(t)\cos^2(2\mu f_c t)$ , sinyal despread, sinyal integrasi, dan poin sampel.

Untuk penerima, diperhatikan pada gambar 7-7, ditunjukkan terdapat dua tingkat demodulasi. Pada tingkat pertama, sinyal yang diterima dikalikan dengan gelombang pembawa  $\cos(2\pi f_c t)$ . Ini adalah operasi down-conversion. Maka sinyal akan menjadi  $m(t)c(t)\cos^2(2\mu f_c t)$  ditunjukkan pada gambar 7-8 (d). pada tingkat kedua demodulasi, ditunjukkan spectrum dispread dengan mengalikan sinyal input dengan replika sinyal PN  $c(t)$ . sekarang sinyalnya menjadi  $m(t)c^2(t)\cos^2(2\mu f_c t) = m(t)\cos^2(2\mu f_c t)$  seperti yang ditunjukkan pada gambar. Gambar 7-8 (e) menunjukkan integrasi sinyal  $m(t)$ .

## 7.4 Pseudo-random binary sequence

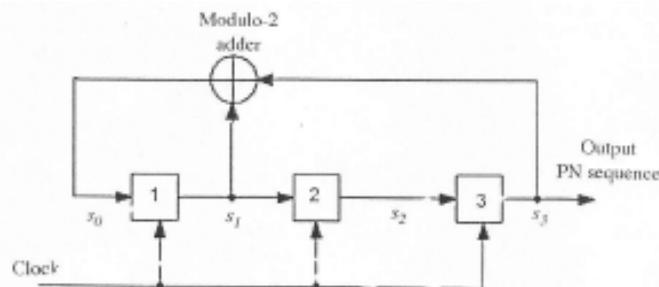
Sinyal yang menyebar  $c(t)$  pada persamaan (7-3) dihasilkan berdasarkan pseudo-noise (PN) binary sequence  $\{C_k\}$  dengan derau, seperti bentuk gelombang. Deret  $C_k$  biasanya dihasilkan oleh shift register seperti yang ditunjukkan pada gambar 7-9.



Gambar 7-9 umpan balik shift register

Sirkuit logik biasanya terdiri dari penjumlahan modulo-2 dimana inputnya berasal dari flip-flop pada shift register. Flip-flop diatur bedasarkan single timing clock. contoh dari shift register ditunjukkan pada gambar 7-10.

Pada contoh, di berikan  $m = 3$  flip-flop. Input ditandai sebagai  $s_0$ , yang diaplikasikan sebagai flip-flop pertama, ini sebanding dengan penjumlahan modulo-2 dari  $s_1$  dan  $s_3$ . Jika umpan balik logic diimplementasikan dengan penjumlahan modulo-2, maka pembangkit deret PN disebut *linear feedback shift register*. jika periode dari deret dihasilkan oleh umpan balik shift register linear mencapai periode maksimumnya, maka deret tersebut disebut *maximum-length sequence*. Itu dapat dibuktikan dengan melihat gambar 7, dimana deret dihasilkan dari umpan balik liner shift register.

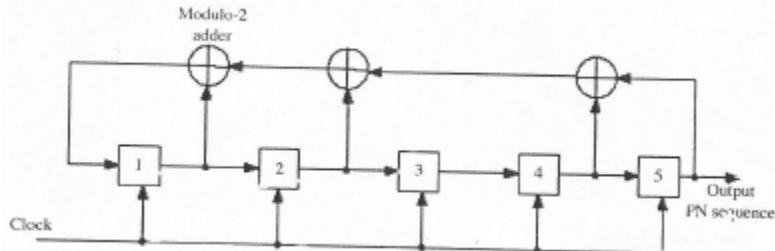


Gambar 7-10 panjang maksimum dari deret pembangkit untuk  $m=3$

Pada table 7-1, dapat dilihat umpan bali linear dari shif register dengan panjang  $m = 2, 3, \dots, 8$  yang menghasilkan panjang maksimum dari deret. Angka-angka yang ditunjukkan pada table mengindikasikan flip-flop yang seharusnya dihubungkan dengan umpanbalik penjumlahan modulo-2. Sebagai contoh [5,4,2,1] dberikan pada masukan kedua dari  $m = 5$  mengindikasikan koneksi umpan balik seharusnya diambil dari flip-flop ke lima, ke empat, ke dua dan pertama seperti pada gambar 7-11.

$m$	Feedback taps
2	[2,1]
3	[3,1]
4	[4,1]
5	[5,4,3,2], [5,4,2,1], [5,2]
6	[6,5,3,2], [6,5,2,1], [6,1]
7	[7,5,4,3,2,1], [7,6,5,4,2,1], [7,6,5,2], [7,6,4,2], [7,3,2,1], [7,1]
8	[8,6,4,3,2,1], [8,7,6,1], [8,5,3,1], [8,6,5,2], [8,4,3,2]

Table 7-1 panjang maksimum dari shift register dari panjang 2 hingga 8.



Gambar 7-11 panjang maksimum pembangkit deret dengan koneksi umpan balik [5,4,2,1]

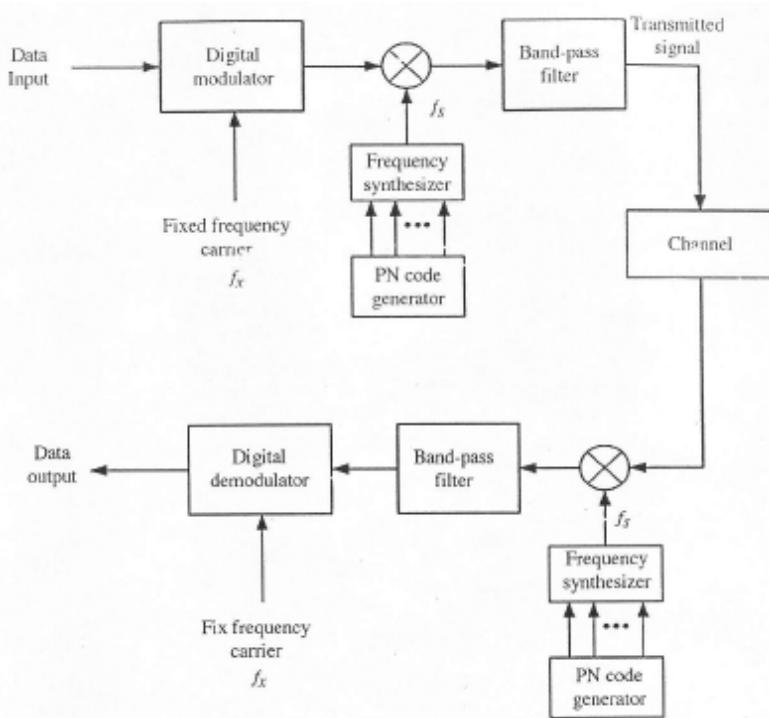
## 7.5 Frequency-hopping Spread-spectrum

Tidak seperti teknik DSSS, frequency-hopping spread-spectrum menyebar secara sekuensial daripada secara instan. frekuensi pembawa sinyal melompat secara acak dari satu frekuensi ke lain sehingga spektrum sinyal yang ditransmisikan hanya mencakup satu saluran kecil di atas setiap kasus, namun juga meliputi beragam dalam jangka panjang.

karena frekuensi hopping tidak mencakup keseluruhan spread spectrum seketika, kita dituntun untuk mempertimbangkan tingkat di mana lompatan terjadi. Terdapat dua tipe dasar dari frekuensi hopping, yaitu :

- Slow-frequency hopping, dimana informasi pesat symbol lebih besar dari pesat hopping, beberapa symbol ditransmisikan pada satu frekuensi hop.
- Fast-frequency hopping, dimana informasi pesat symbol lebih kecil dibanding pesat hopping, frekuensi pembawa akan berubah beberapa kali sepanjang proses transmisi.

Gambar 7-12 menunjukkan blok diagram frequency-hop transmitter dan receiver. Data yang datang masuk ke modulator digital dengan frekuensi pembawa yang tetap  $f_s$ . Frekuensi ini diatur oleh k-bit dari deret PN. Hasil dari gelombang yang dimodulasikan dengan modulasi digital dan keluaran dari frequency synthesizer kemudian di masukkan ke mixer yang terdiri dari multiplier yang diikuti dengan band-pass filter. Tapis ini didesain untuk melewatkkan komponen sum frequency yang diasarkan perkalian pada proses pentransmisian sinyal. Dsebagai contoh, diasumsikan frekuensi dihasilkan dari synthesizer adalah  $f_s$ . Kemudian frekuensi pembawa setelah di campur adalah  $f_s + f_x$ .



Gmabr 7-12 sistem transmitter dan receiver dari frequency-hopping spread spectrum.

Pada gambar 7-12, frekuensi loncatan akan dihilangkan pertama dengan mixer (down-converting) sinyal yang diterima oleh perkalian sinyal yang diterima dengan keluaran dari frekuensi synthesizer local. Sinyal yang dihasilkan di lewatkan pada band-pass filter untuk menghilangkan sinyal yang tidak diinginkan dan derau. Sebagai contoh kita asumsikan sinyal yang diterima memiliki frekuensi pembawa  $f_r = f_x + f_s$ . Sekarang diasumsikan frekuensi pembawa dihasilkan dari frekuensi synthesizer juga  $f_s$ . Maka sinyal akan menjadi

$$\cos(2\pi(f_r x + f_s t)) \cos(2\pi f_s t) = 1/2(\cos(f_r x + 2f_s t) + \cos(2\pi f_r x t))$$

frekuensi pembawa pada band-pass filter akan menjadi  $f_x$ . Sekarang nilai frekuensi pembawa dari sinyal setelah mixer pada penerima telah menjadi tetap.

## 7.6 Aplikasi penerapan teknik *spread – spectrum* pada system *multiple access*

Sistem *Spread Spectrum* dapat diterapkan untuk system *multiple access*. Seperti pada system CDMA yang menggunakan sinyal orthogonal pada system komunikasi nya. Maka *Spread Spectrum* juga memiliki kesamaan dengan CDMA. Penggunaan teknik *Spread Spectrum* adalah pada system WLAN / IEEE 802.11 yang merupakan system standar untuk komunikasi wireless LAN dan juga diterapkan untuk komunikasi *Bluetooth*. Pada system WLAN, diterapkan *direct sequence Spread Spectrum* yang digunakan bersama – sama dengan CSMA / CA. Untuk *Bluetooth* digunakan mekanisme *frequency hopping* dalam komunikasi nya.

### 7.6.1 Sistem Komunikasi WLAN / IEEE 802.11

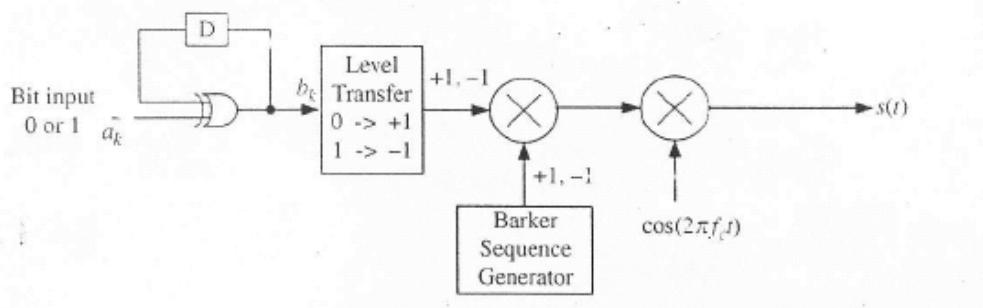
IEEE 802.11 adalah sistem komunikasi *wireless* yang digunakan sebagai standar dalam jaringan WLAN (*wireless local area networks*) dan bekerja pada frekuensi 2.4 GHz. Beberapa perbedaan antara WLAN dengan LAN biasa adalah sebagai berikut :

- Bentuk data yang ditransmisikan
- Keamanan pada sistem WLAN adalah isu yang utama
- Sistem komunikasi yang menggunakan jaringan di udara lebih kompleks dari jaringan kabel biasa
- Segala sesuatu yang berada di lingkungan sekitar jaringan WLAN dapat bertindak sebagai reflector atau attenuator.

Besarnya daya sinyal yang diterima pada penerima juga dipengaruhi oleh beberapa faktor seperti :

- Adanya perubahan posisi antena si penerima mengakibatkan adanya perubahan pada sinyal yang diterima.
- Sinyal yang diterima dapat berbeda fase dengan sinyal yang lain.

IEEE 802.11 didesain untuk mengirimkan data hingga 1 Mbps dan 2 Mbps, namun sekarang meningkat hingga 5.5 Mbps dan 11 Mbps dengan sistem yang lebih dikenal 802.11b. Sistem IEEE 802.11 menggunakan DSSS pada frekuensi 2.4 GHz, selanjutnya dikembangkan lagi pada 802.11a/g dengan menggunakan modulasi OFDM yang mampu menyupport data dari 6 Mbps hingga 54 Mbps.



Gambar 7.13 Diagram pemancar 1 Mbps modulator DSSS

Gambar diatas merupakan blok diagram dari DSSS modulator. Sistem ini menggunakan modulasi DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*). Masukan  $a_k$  dapat berupa bit 0 atau 1, yang mana akan diubah menjadi  $b_k$  dengan hasil bit 1 atau -1.  $b_k$  adalah bit output.  $a_k$  dikodekan kedalam  $b_k$  dengan menggunakan elemen tunda dan gerbang XOR. Maka hasil keluaran dapat dituliskan persamaannya:

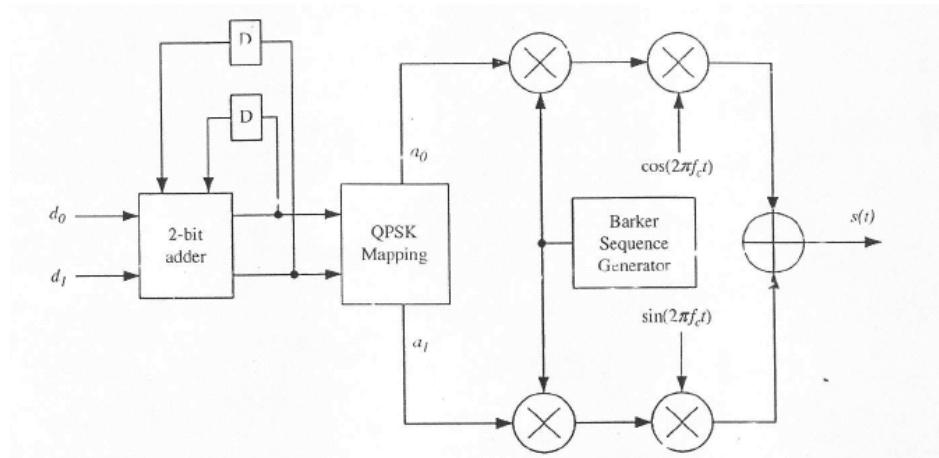
$$b_k = b_{k-1} \oplus a_k \quad (7-14)$$

Pada persamaan diatas, bila masukan  $a_k = 1$  maka  $b_k = \overline{b_{k-1}}$  dimana  $\overline{b_{k-1}}$  adalah bukan komplement dari  $b_{k-1}$ . sedangkan untuk  $a_k = 0$  maka  $b_k = b_{k-1}$ . Pada bagian penerima untuk mengenali nilai dari  $a_k$  adalah dengan melihat perbedaan fase dengan symbol yang bersangkutan. Hal inilah yang disebut sebagai *differential encoding*. Mengapa sistem ini diterapkan, karena dapat saja terjadi kesalahan pembacaan di penerima yang disebabkan oleh adanya pembalikan sinyal. Dengan sistem ini maka

penerima akan selalu melakukan checking terhadap fase sinyal yang diterima apakah  $b_{k-1}$  berbeda dengan  $b_k$ . Jika berbeda maka,  $a_k = 1$  dan jika bukan maka  $a_k = 0$ .

Setelah melalui proses bipolar, maka runtun tersebut di lewatkan pada *Barker sequence generator*, yang terdiri dari 11 runtun sekuensial. Fungsi dari *Barker Sequence Generator* adalah untuk menyebarkan / *spread* sinyal yang dikirimkan. Selanjutnya sinyal tersebut dimodulasikan dengan carrier / pembawa  $\cos(2\pi f_c t)$  dimana  $f_c = 2.4$  GHz.

Ketika sinyal yang diterima superposisi dengan sinyal yang lain, yang mana dapat berbeda *delay* maka hal ini dapat menyebabkan adanya interferensi terhadap simbol yang baru diterima dengan symbol yang sebelumnya, hal ini disebut dengan *intersymbol interference* ( ISI ).

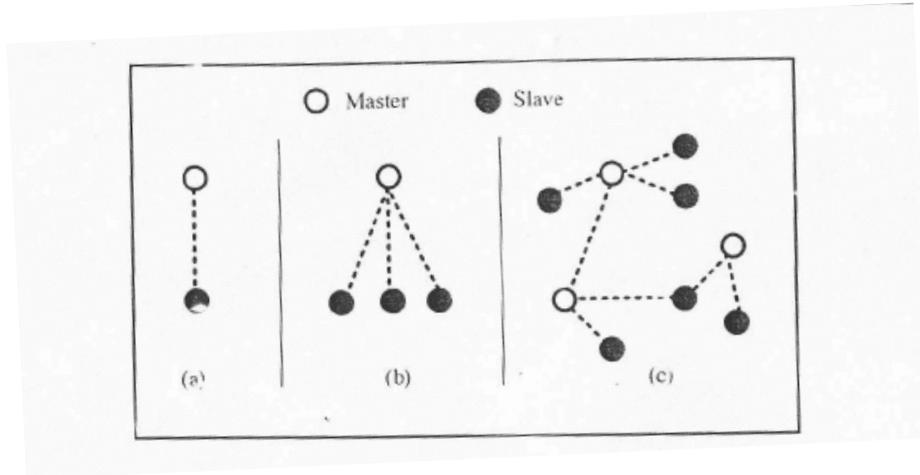


Gambar 7.14 Diagram blok DSSS modulator 2 Mbps

Gambar diatas adalah diagram dari system untuk pengiriman 2 Mbps yang menggunakan modulasi DQPSK. Dimana pada system ini dua buah masukan yaitu ( $d_0$  &  $d_1$ ) dikodekan dengan elemen penunda (*delay*) dan elemen penjumlahah 2 – bit yang kemudian akan menghasilkan  $b_k$ . Selanjutnya hasil keluaran dari blok ini akan masuk ke blok QPSK dan masuk ke blok *Barker Sequence Generator*. Hasil dari *Barker Sequence Generator* ini adalah sinyal I dan Q yang kemudian akan dikalikan dengan pembawa  $\cos(2\pi f_c t)$  dan  $\sin(2\pi f_c t)$ .

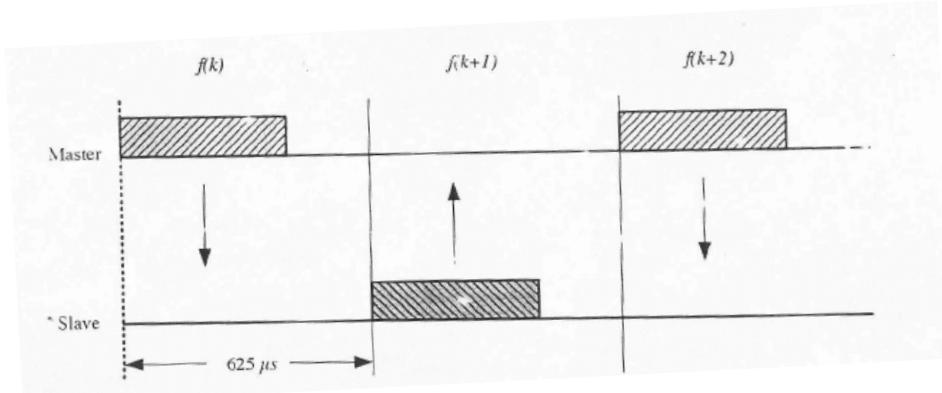
### 7.6.2 Bluetooth

*Bluetooth* adalah system komunikasi *wireless* yang digunakan untuk jarak pendek dengan range hingga 10 meter dan bekerja pada frekuensi 2.4 GHz. Penerapan *Bluetooth* biasanya terdapat pada aplikasi keyboard nirkabel, HP, dan peralatan berbasis *wireless* lainnya. *Bluetooth* menggunakan 79 kanal frekuensi yang diakses menggunakan metode *pseudo – random hopping*. Frekuensi berubah dengan lompatan / hopping sebanyak 1600 hops / s dengan bit rate sebesar 723 Kbps. Komunikasi *Bluetooth* terdiri atas dua pihak yaitu *master* dan *slave*. Dimana *master* dan *slave* ini terhubung pada jaringan yang dinamakan *piconet*. Setiap *piconet* terdiri atas satu buah *master* dan satu atau lebih *slave*. Suatu area yang terdiri dari beberapa *piconet* yang terkoneksi antara satu sama lain disebut juga dengan *scatternet*.



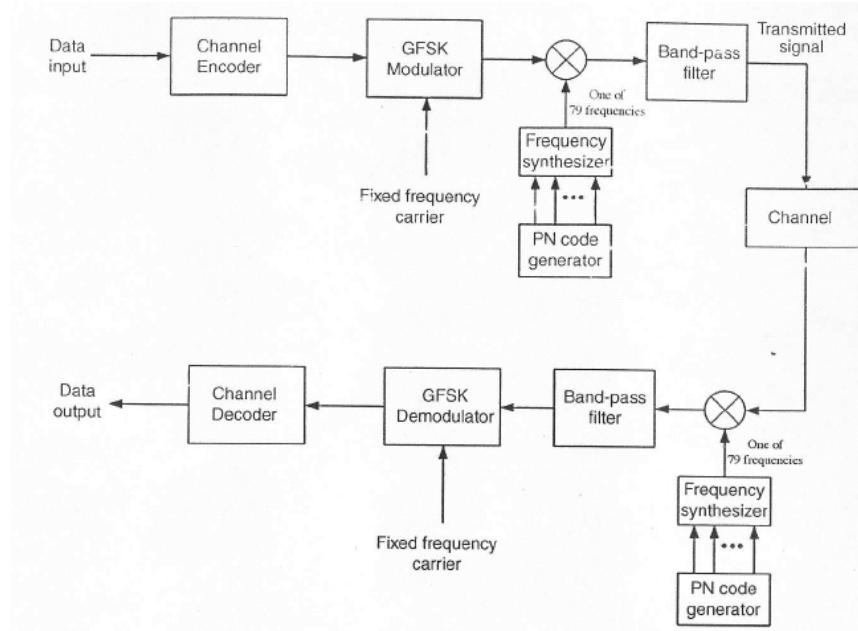
Gambar 7.15 Piconet ( a, b ) dan Scatternet ( c )

Teknologi *Bluetooth* menggunakan system TDD ( *Time Division Duplex* ) yang mana berarti bahwa transmisi dan penerimaan dilakukan pada waktu yang sinkron dan terbagi pada beberapa bagian slot. Tiap slot pengirim dan penerima dialokasikan waktu sebesar 625 mikrosekon. Pada TDD, *master* dan *slave* secara bergantian melakukan transmisi dan penerimaan. Dapat dimisalkan *master* melakukan transmisi pada slot ganjil dan *slave* pada slot genap. Pada gambar dibawah dilihat bahwa  $f(k)$  merupakan notasi frekuensi pembawa untuk melakukan pengiriman / penerimaan data pada slot  $k$ th. *Master* melakukan pentransmisiyan kepada *slave* pada slot  $f(k)$  dan pada slot berikutnya yaitu  $f(k+1)$  *slave* menggunakananya untuk melakukan transmisi data.



Gambar 7.16 Timing diagram pada slot TDD

Pada diagram blok system transmitter dan receiver *Bluetooth* dibawah dapat dilihat bahwa masukan data akan dilewatkan terlebih dahulu pada channel encoder untuk dilakukan pengkodean. Pengkodean dilakukan dengan menggunakan *repetition code* dan *hamming code*. Setelah itu hasil encoding tadi akan dilewatkan ke modulator GFSK dan dimodulasikan oleh pembawa tetap. Sinyal yang telah dimodulasikan tersebut kemudian akan diubah / *convert* ke salah satu dari 79 sinyal pembawa. Penggunaan *synthesizer* digunakan untuk menyinkronkan dengan sinyal pembawa yang lain. Frekuensi pembawa ini dikontrol oleh PN Code agar dapat melakukan hop ke 79 nilai yang berbeda. Hasil dari *synthesizer* ini kemudian akan dilewatkan ke filter *bandpass*. Filter *bandpass* ini berfungsi agar sinyal yang dikirimkan tidak mengalami proses multiplikasi pada saat pengiriman berlangsung.



Gambar 7.17 Gambar blok diagram pemancar dan penerima pada *Bluetooth*

Pada bagian penerima / *receiver* komponen frekuensi *hopping* dihilangkan dengan mengalikan sinyal yang diterima terhadap keluaran frekuensi *synthesizer* local yang ada di blok penerima. Frekuensi *synthesizer* ini berfungsi untuk mensinkronkan sinyal seperti pada bagian pengirim. Hasilnya kemudian akan dilewatkan pada bagian *bandpass filter* untuk menghilangkan komponen *noise* serta komponen pengganggu lainnya. GFSK *demodulator* berfungsi untuk menghasilkan code / bit asli yang dikirimkan dan kemudian hasilnya akan dikodekan ke *channel decoder* untuk memeriksa error pada *hamming code* dan *repetition code*.

#### Referensi :

[1] R.C.T. Lee, Mao Ching Chiu and Jung Shun Lin. *Communication engineering*. John Wiley & sons (Asia) Pte Ltd. 2007

[2] [en.wikipedia.org](https://en.wikipedia.org)

**Spread-spectrum  
communiations**  
**(Tugas Mata Kuliah Sistem Komunikasi)**



**Disusun oleh :**

**Pulung Ajie A (31257)**

**Radityo Cahyo Y (31261)**

**Anugerah Adiputra (31310)**

**Jurusan Teknik Elektro**  
**Fakultas Teknik Universitas Gadjah Mada**  
**2009**