

Digital Modulation Techniques

Radityo C. Yudanto – 31261TE
Jurusan Teknik Elektro FT UGM,
Yogyakarta

5.1 PREVIEW

Bab ini memperkenalkan salah satu teknik modulasi yakni teknik modulasi digital. Perbedaan utama antara modulasi digital dan modulasi analog adalah bahwa pesan yang ditransmisikan untuk sistem modulasi digital mewakili seperangkat simbol-simbol abstrak. (Misalnya 0 s dan 1 s untuk sistem transmisi biner), sedangkan dalam sistem modulasi analog, sinyal pesan adalah gelombang kontinyu. Untuk mengirim pesan digital, modulasi digital mengalokasikan sepotong waktu yang disebut interval sinyal dan menghasilkan fungsi kontinyu yang mewakili simbol.

Pada modulasi digital, pesan sinyal diubah menjadi sinyal baseband. dalam sistem komunikasi nirkabel, bagian kedua dari modulasi mengubah sinyal baseband ke frekuensi radio (RF) sinyal, modulasi fase, frekuensi atau amplitudo sinyal pembawa. Dalam sebuah sistem kabel, sinyal pada baseband dapat dikirimkan secara langsung tanpa modulasi carrier. Namun, kadang-kadang, beberapa sinyal pesan diperlukan untuk mengirimkan melalui kawat yang sama. Dalam keadaan tertentu beberapa teknik modulasi dapat digunakan sehingga pesan yang berbeda dapat dimodulasi ke frekuensi yang berbeda. Teknik ini disebut Frequency Division Multiple Access (FDMA). Selain ini, ada lebih banyak teknik akses yang dapat digunakan untuk sistem digital, seperti Time Division Multiple Access (TDMA) dan Code Division Multiple Access (CDMA) . Teknik tersebut akan diperkenalkan pada bab berikutnya.

5.2 BASEBAND PULSE TRANSMISSION

Pada bagian ini akan diperkenalkan sebuah teknik transmisi yang tidak memerlukan modulasi carrier, yang disebut transmisi pulsa baseband. Informasi digital diubah menjadi deretan pulsa. Kami akan membatasi diskusi pada kasus transmisi biner. Setiap pulsa memiliki durasi dan merepresentasikan informasi digital yang spesifik. Dalam bentuk pensinyalan ini simbol 1 dan 0 diwakili oleh positif dan negatif pulsa-pulsa kotak yang sama amplitudo dan durasinya. Sebagai contoh, jika sebuah pulsa dianggap rectangular, maka arus informasi biner 1001101 diubah menjadi sinyal baseband seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5-1 (a), dimana T_b diasumsikan menjadi satu detik.

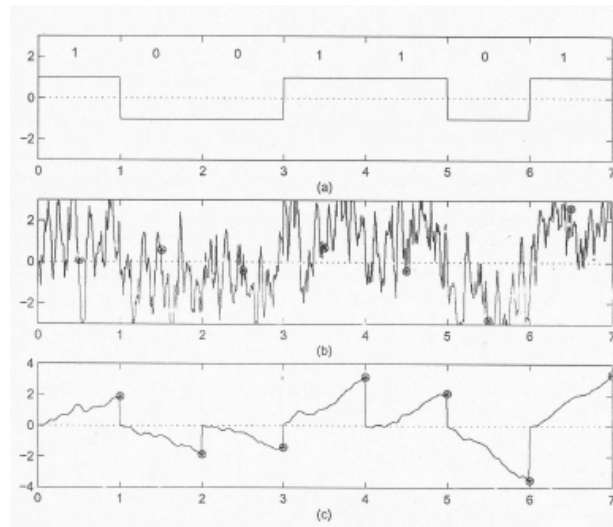
Dalam persamaan matematis, m adalah bit yang ditransmisikan, sehingga kita mempunyai persamaan sinyal transmisi sebagai berikut :

$$s(t) = \begin{cases} +A & \text{jika } m = 1 \\ -A & \text{jika } m = 0 \end{cases} \quad (5-1)$$

untuk $0 < t < T_b$. Dalam kasus ini, $1/T_b$ disebut juga pesat bit.

Diasumsikan bahwa penerima telah mengerti tentang starting dan ending setiap pentransmisian pulsa; dengan kata lain, penerima mengerti akan bentuk pulsa, tetapi bukan polaritas. Mengingat sinyal

yang diterima, penerima diperlukan untuk membuat keputusan dalam setiap interval pensinyalan, apakah simbol yang ditransmisikan adalah 1 atau 0.



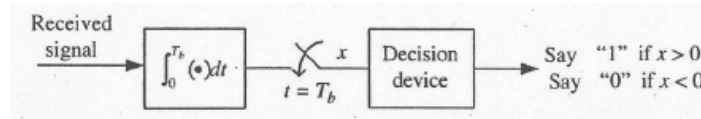
Gambar 5.1. Sinyal pada transmisi pulsa baseband: (a) sinyal pulsa baseband; (b) sinyal terima yang dirusak noise, dan titik-titik sampel; (c) output korelator dan titik sampel yang saling berhubungan

Pada penerima, cara paling sederhana memulihkan aliran digital asli adalah mencoba sinyal yang diterima di tingkat sampling $1/T_b$. Kemudian perangkat keputusan digunakan untuk 'menebak' simbol yang ditransmisikan berdasarkan nilai sampel di setiap contoh. Contoh sampling pada umumnya dipilih untuk berada di tengah-tengah interval pensinyalan. Jika nilai sampel positif, berarti jelas bahwa 1 ditransmisikan. Jika nilai sampel adalah negatif, berarti 0 ditransmisikan. Skema ini digunakan sebagai standar dalam jarak pendek kabel transmisi (misalnya standar RS232). Namun, untuk transmisi jarak jauh, noise akan ditambahkan ke sinyal. Selain itu, sinyal yang ingin ditransmisikan akan dilemahkan dalam jarak yang jauh. Akibatnya, sinyal yang diterima tidak akan 'bersih' dibandingkan dengan sinyal asli. Sebagai contoh, Gambar 5-1 (b) memberikan noise versi sinyal yang diterima dan titik-titik sampel yang sesuai yang ditandai dengan lingkaran. Dalam kasus ini, jika nilai sampel langsung digunakan untuk memutuskan simbol mana yang ditransmisikan oleh pemancar, sangat mungkin bahwa nilai sampel berpindah ke polaritas yang berlawanan pada contoh sampling. Perangkat keputusan akan membuat keputusan yang salah berdasarkan nilai sampel ini. Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5-1 (b), keputusan yang dibuat berdasarkan nilai-nilai sampel menghasilkan output 1101001, yang berisi dua error. Oleh karena itu, skema ini tidak cocok untuk transmisi jarak jauh.

Selanjutnya, akan dijelaskan makna dari Gambar 5-1 (c). Jika hanya satu nilai sampel yang digunakan oleh perangkat keputusan, seluruh bentuk gelombang (0, T_b) akan diamati hanya pada satu contoh. Skema ini jelas tidak optimal, karena kita tidak mengambil keuntungan dari segala sesuatu yang diketahui tentang sinyal. Sejak waktu starting dan ending pulsa diketahui, prosedur yang lebih baik adalah dengan membandingkan luas daerah penerimaan sinyal plus bentuk gelombang suara dengan mengintegrasikan sinyal yang diterima melalui interval pensinyalan waktu T_b .

Sebuah penerima untuk transmisi pulsa baseband ditunjukkan dalam Gambar 5-2, dimana sebuah integrator bekerja. Integrator akan mengintegrasikan bentuk gelombang (0, T_b) dengan output pada saat sampel T_b . Tentu saja, komponen suara hadir pada output integrator, tetapi karena additive noise selalu diasumsikan nol, yang diperlukan pada nilai-nilai positif dan negatif dengan kemungkinan yang sama.

Dengan demikian output komponen noise memiliki nilai nol. Secara intuitif, integrator dapat dianggap sebagai kolektor energi yang mengumpulkan energi dari sinyal yang diterima dari $(0, T_b)$, menghasilkan nilai energi dengan tanda pada contoh sampling. Selain itu, noise akan menjadi 'rata-rata' dari $(0, T_b)$ oleh integrator, dan karenanya komponen noise akan ditekan oleh integrator. Secara resmi, yang mengintegrasikan dan perangkat dump ini disebut korelator.



Gambar 5.2. Penerima untuk transmisi pulsa baseband

Selanjutnya perangkat keputusan berdasarkan nilai-nilai sampel, membuat keputusan tentang simbol yang ditransmisikan. Jika output dari correlator pada contoh sampling adalah positif, maka jelas bahwa 1 ditransmisikan. Jika output negatif maka jelas bahwa 0 ditransmisikan. Gambar 5-1 (c) menunjukkan bentuk gelombang keluaran dari integrator, dengan titik-titik sampling ditandai dengan lingkaran. Keputusan yang didasarkan pada nilai-nilai sampel ini adalah 1001101, yang tidak mengandung error.

Adalah hal yang sangat penting untuk menentukan bandwidth yang diperlukan untuk pentransmisian sinyal. Sebagai contoh, untuk transmisi broadband, jika sinyal memiliki bandwidth yang lebih besar daripada bandwidth kanal, maka sinyal transmisi tidak akan dapat mengirimkan sinyal melalui saluran tanpa distorsi.

Untuk komunikasi digital, sinyal digital ditransmisikan secara berurutan satu per satu. Oleh karena itu, kita dapat menyatakan sinyal transmisinya adalah

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k h(t - kT_b), \quad (5-2)$$

dimana $b_k \in \{+1, -1\}$ untuk transmisi biner dan $h(t)$ adalah fungsi pembentuk pulsa. Dalam kasus ini, kita dapat memisalkan :

$$h(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_b \\ 0, & \text{lainnya} \end{cases} \quad (5-3)$$

5.1.1 Power Spectral Density

Dalam sistem komunikasi, kita harus mengetahui bagaimana power transmisi di distribusikan dalam frekuensi. Sebagi contohnya, kita mungkin perlu tahu di kanal manakah power transmisi di distribusikan terbanyak sehingga penerima dapat menerima sinyal dengan kualitas terbaik. Sekarang pertanyaannya adalah: apakah distribusi power dari sinyal $s(t)$ pada persamaan (5-2)? Untuk menjawabnya, pertama kita harus mengetahui konsep rapat spectral daya. Dimana arti rapat spectral daya hampir sama seperti fourier transform. Dengan begitu, kita dapat dengan mudah menjelaskannya, yaitu sbb:

Misal truncated signal $s_T(t)$ dari sinyal $s(t)$ adalah:

$$s_T(t) = \begin{cases} s(t), & -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0, & \text{untuk yang lainnya} \end{cases} \quad (5-4)$$

Rapat spectral daya $s(t)$ adalah:

$$P_s(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |S_T(f)|^2 \quad (5-5)$$

Dimana $s_T(f)$ merupakan transformasi fourier dari $s_T(t)$.

Power dari sinyal $s(t)$ didefinisikan sebagai:

$$P_s = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |s(t)|^2 dt \quad (5-6)$$

Untuk mempermudah kita dapat menggunakan teorema Parseval, sbb:

$$\int_{-T/2}^{T/2} |s(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S_T(f)|^2 df \quad (5-7)$$

Dan dari persamaan (5.6) dan (5.7):

$$\begin{aligned} P_s &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |s(t)|^2 dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |S_T(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S_T(f)|^2}{T} \right) df \end{aligned} \quad (5-8)$$

Dengan memasukkan persamaan (5-5) ke (5-8), maka didapatkan:

$$P_s = \int_{-\infty}^{\infty} P_s(f) df \quad (5-9)$$

Dengan demikian, power $s(t)$ merupakan hasil integral dari rapat spectral daya. Oleh karena itu $P_s(f)$ disebut sebagi rapat spectral daya dari $s(t)$. Pertanyaannya sekarang adalah bagaimana mencari $P_s(f)$.

Dari persamaan (5-2) terlihat bahwa sinyal $s(t)$ merupakan kombinasi dari bentuk sinyal yang sama yaitu $h(t)$ yang berbeda delay dan amplitudanya. Misal $H(f)$ adalah transformasi fourier dari $h(t)$. Maka rapat spektral daya $P_s(f)$ dari $s(t)$ adalah:

$$P_s(f) = \frac{1}{Tb} |H(f)|^2 \quad (5-10)$$

Karena $h(t)$ merupakan gelombang kotak, maka transformasi fourier dari $h(t)$ adalah:

$$H(f) = e^{-j\pi f Tb} \frac{\sin(\pi f Tb)}{\pi f} = e^{-j\pi f Tb} Tb \operatorname{sinc}(f Tb) \quad (5-11)$$

Dengan $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$, (5-12)

Maka:

$$P_s(f) = T_b \text{sinc}^2(fT_b) \quad (5-13)$$

5.1.2 Data Rate and Signal Bandwidth

Sangatlah penting untuk mengidentifikasi perbedaan antara data rate dan bandwidth sinyal dalam system transmisi baseband. Definisi dari kedua hal tersebut adalah sbb:

- Data rate adalah sejumlah bit yang ditransmisikan tiap detik. Sebagai contohnya, data rate 1Mbps berarti system mampu mentransmisikan 1Mbit tiap detik.
- Bandwidth sinyal didefinisikan sebagai bandwidth dimana daya sinyal terkonsentrasi. Sebagai contohnya, kita dapat mendefinisikan bandwidth sebagai bagian dimana 99% sinyal terkonsentrasi dibagian tersebut.

Berdasarkan dua pengertian diatas, terlihat bahwa bandwidth proporsional dengan bit rate. Jika bit rate tinggi, T_b kecil dan bandwidth menjadi sangat lebar. Hal ini berarti system komunikasi dengan datarate yang tinggi harus mampu menyediakan range frekuensi yang lebar pula.

5.2 AMPLITUDE-SHIFT KEYING (ASK)

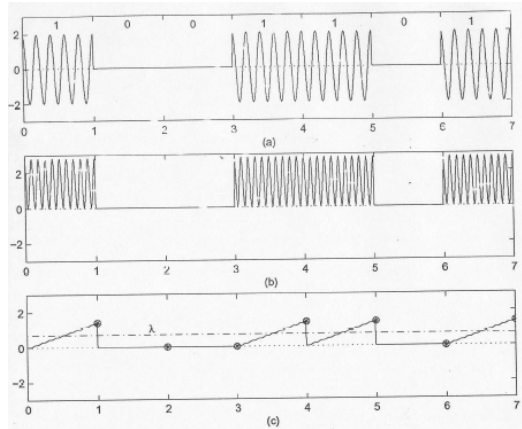
ASK merupakan jenis modulasi yang paling sederhana, dimana sinyal informasi digital dimodulasi berdasarkan amplitude carrier.

Umumnya, kita membthkan dua buah sinyal $s_1(t)$ dan $s_2(t)$ untuk transmisi biner. Jika transmitter ingin mentransmisikan bit 1, $s_1(t)$ digunakan untuk interval pensinyalan $(0, T_b)$. Sedangkan untuk mentransmisikan bit 0, $s_2(t)$ digunakan pada interval $(0, T_b)$. Untuk ASK sinyal transmisi dapat dituliskan sbb:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \sqrt{\frac{4Eb}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \\ S_2(t) &= 0 \end{aligned} \quad (5-14)$$

Untuk $0 \leq t \leq T_b$, dimana E_b merupakan energi rata-rata sinyal transmisi per bit dan f_c adalah frekuensi carrier yang setara dengan n_c/T_b . Energi rata-rata sinyal transmisi dapat dituliskan sbb:

$$0,5 \int_0^{T_b} s_1^2(t) dt + 0,5 \int_0^{T_b} s_2^2(t) dt \quad (5-15)$$



Gambar 5.4 sinyal ASK : (a) sinyal yang ditransmisikan; (b) sinyal $y(t) = s(t) \times \sqrt{2/T_b} \cos(2\pi f_c t)$; (c) output dari integrator dan sampling point

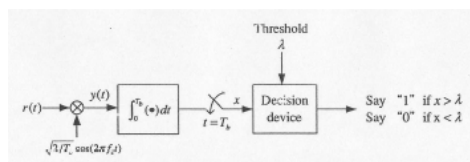
Sinyal yang ditransmisikan $s(t)$ dapat diekspresikan dalam bentuk

$$s(t) = \begin{cases} S_1(t) & \text{untuk simbol 1} \\ S_2(t) & \text{untuk simbol 0} \end{cases} \quad (5-16)$$

Untuk $0 \leq t \leq T_b$. Kita dapat mencatat bahwa untuk sistem transmitter yang sederhana hanya terdiri dari oscilator yang mempunyai gerbang on off, maka dari itu ASK sering disebut sebagai on-off keying. Gambar 5-4(a) menggambarkan hasil gelombang yang ditransmisikan dari transmisi digital dari bit 1001101, dimana $E_b = 1$, $f_c = 5 \text{ Hz}$, dan $T_b = 1 \text{ s}$.

Penerima untuk ASK diberikan pada gambar 5.5. Dari gambar tersebut, kita dapat menjelaskan bagaimana cara kerja demodulator. Pertama tama sinyal yang diterima dikalikan dengan sinyal unit energi $\sqrt{2/T_b} \cos(2\pi f_c t)$. Diasumsikan sinyal penerima bebas noise, setelah itu kita mendapatkan persamaan sebagai berikut :

$$y(t) = s(t) \times \sqrt{2/T_b} \cos(2\pi f_c t) \quad (5-17)$$



Gambar 5.5 Penerima ASK

gambar 5.4(b) menggambarkan sinyal $y(t)$. Jika

$$s(t) = \sqrt{\frac{4E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (5-18)$$

lalu kita dapatkan

$$y(t) = \sqrt{\frac{8Eb}{Tb}} \cos^2(2\pi f_c t) \quad (5-19)$$

dengan begitu $y(t) \geq 0$ untuk periode yang sesuai. Integrator bertugas untuk mengintegrasikan sinyal $y(t)$ melewati $(0, T_b)$ dengan output yang telah disampling oleh waktu T_b . Definisi sinyal yang telah disampling sebagai x adalah :

$$\begin{aligned} x &= \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{4Eb}{Tb}} \cos(2\pi f_c t) \sqrt{\frac{2}{Tb}} \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \sqrt{\frac{8Eb}{Tb}} \int_0^{T_b} \frac{1 + \cos(4\pi f_c t)}{2} dt \end{aligned} \quad (5.20)$$

Ganti f_c dengan $\frac{n_c}{T_b}$:

$$\begin{aligned} x &= \sqrt{\frac{8Eb}{Tb}} \left(\int_0^{T_b} \frac{1}{2} dt + \int_0^{T_b} \frac{1}{2} \cos \left(4\pi \frac{n_c}{T_b} t \right) dt \right) \\ &= \frac{\sqrt{8Eb}}{T_b} \left(\frac{1}{2} t \Big|_0^{T_b} + \frac{1}{2 \cdot 4\pi(n_c/T_b)} \sin \left(4\pi \frac{n_c}{T_b} t \right) \Big|_0^{T_b} \right) \\ &= \sqrt{2Eb} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Jika $s_2(t)$ telah ditransmisikan, hasil sinyal yang telah disampling adalah $x = 0$, sejak $s_2(t) = 0$. Kesimpulannya, kita mendapatkan :

$$X = \begin{cases} \sqrt{2Eb} & \text{jika 1 ditransmisikan} \\ 0 & \text{jika 0 ditransmisikan} \end{cases}$$



Gambar 5.6. detektor non koheren untuk ASK

Gambar 5.4(c) memberikan hasil sinyal dari integrator dan sampling point yang sesuai. Keputusan alat tersebut tergantung oleh nilai sampling dari 1001101 yang sama persisnya seperti sequence yang ditransmisikan.

Meskipun hanya ada dua kemungkinan output untuk kasus noise yang rendah, sinyal yang diterima biasanya rusak karena adanya noise. Untuk sistem khusus, kita dapat mempunyai output yang tidak terpatas untuk output dengan korelator. Oleh karena itu nilai threshold λ diperlukan pada peralatan untuk menentukan simbol mana yang akan ditransmisikan. Nilai ini disetting tepat ditengah atau 0 dan $\sqrt{2Eb}$ yang mana $\lambda = \sqrt{2Eb}$. Maka nilai BEP minimum dapat diterima. Jika $x > \lambda$, maka nilai bit yang dikirimkan adalah 1, jika $x < \lambda$ maka nilai bit yang dikirimkan adalah 0.

Penjabaran metode deteksi memerlukan sinyal pembawa dengan frekuensi dan fase yang sama dengan sinyal pembawa yang ada ditransmitter. Tipe dari penerima ini disebut detektor koheren. Detektor yang dapat mendeteksi sinyal ASK tanpa mengetahui frekuensi dan fase sinyal pembawa disebut detektor non koheren.

Untuk ASK biner, detektor koheren diilustrasikan pada gambar 5.6 yang mana terdiri dari band pass filter yang akan melewatkan sinyal input dan sebuah detektor sampul, diikuti oleh corelator dan alat pembuat keputusan. Band pass filter digunakan untuk menghilangkan noise yang diluar band. Detektor sampul digunakan untuk memperbaiki sampul dari sinyal pembawa. Sinyal yang dihasilkan adalah sinyal pulsa baseband yang dapat dideteksi oleh detektor pulsa baseband, korelator yang diikuti oleh alat pembuat keputusan telah dijelaskan pada bagian sebelumnya. Pada umumnya non koheren detektor harus digandakan untuk menerima BEP yang sama seperti detektor koheren.

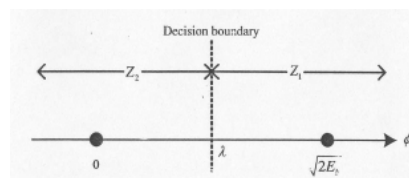
Maka dari itu, detektor non koheren digunakan untuk ASK dengan fakta bahwa sistem ASK adalah 1 atau tidak sama sekali. Ketika 1 dikirim maka ada sinyal, ketika 0 dikirim, maka tidak ada sinyal. Maka dari itu, kita hanya membutuhkan detektor yang dapat mendeteksi adanya sinyal atau tidak.

Interpretasi geometrik digunakan untuk merepresentasikan sinyal (contoh $\{s_1(t), s_2(t)\}$ untuk kasus biner) sebagai point dari signal space. Kumpulan dari semua kemungkinan sinyal point disebut signal constellation. Misalnya untuk ASK biner :

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (5-23)$$

Yang mana unit energi sinyal melewati $(0, T_b)$, lalu $S_1(t)$ untuk $i = 1, 2$ dapat direpresentasikan sebagai

$$s_1(t) = s_n \phi_1(t) \quad (5.24)$$



Gambar 5.7 representasi geometrik untuk sinyal ASK biner

Sangat mudah untuk memperlihatkan bahwa $s_{11} = \sqrt{2E_b}$ dan $s_{21} = 0$. Interpretasi geometrik dari dua sinyal point ini dapat ditandai sebagai point pada garis real yang diilustrasikan pada gambar 5.7, menurut persamaan (5-22). Sinyal yang diterima setelah demodulasi adalah $\sqrt{2E_b}$ atau 0, sama seperti sinyal yang ditransmisikan. Batas keputusan ditentukan oleh nilai threshold λ . Jika sinyal yang diterima x terletak pada sisi kanan dari batas keputusan, maka nilai bit 1 akan dipilih. Jika sinyal yang diterima x terletak pada sisi kiri dari batas keputusan, maka nilai bit 0 akan dipilih.

Satu keuntungan menggunakan representasi signal space adalah kemudahan untuk mengidentifikasi jarak antara signal points. Jarak sangat berhubungan dekat dengan rate error simbol dari konstelasi yang telah diberikan. Untuk kasus ASK ini, jarak antara dua signal points adalah $\sqrt{2E_b}$. Untuk mengurangi kemungkinan error yang terdeteksi karena error, kita dapat meningkatkan energi sinyal yang ditransmisikan E_b . Hasilnya jarak antar dua signal point akan meningkat, yang akan membuat sinyal

point yang diterima seperti terletak pada region yang salah. Peningkatan E_b sama dengan meningkatkan magnitude dari sinyal $s_1(t)$, maka daya yang dibutuhkan untuk mengirimkan sinyal juga semakin banyak.

Kadang-kadang, multi dimensional intepretasi geometrik diperlukan untuk merepresentasikan sinyal yang melebihi sinyal interval $(0,T)$. Untuk kasus N-dimensional, fungsi ortogonalnya $\{\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_N(t)\}$ diperlukan untuk memberikan semua kemungkinan sinyal yang ditransmisikan $\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)\}$. $M = 2$ untuk kasus biner. Fungsi $\{\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_N(t)\}$ adalah bentuk dari basis orthonormal maka setiap sinyal yang dikirim dapat direpresentasikan sebagai kombinasi linear dari fungsi basis yaitu :

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t) \quad \text{untuk } i = 1, \dots, M \text{ dan } 0 \leq t \leq T \quad (5-25)$$

dan

$$\int_0^T \phi_i(t) \phi_j(t) dt = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j. \end{cases}$$

Kita dapat menggambarkan vektor sinyal $s_{i1}, s_{i2}, \dots, s_{iN}$ sebagai point pada sinyal space N-dimonsional untuk merepresentasikan sinyal time-domain $s_i(t)$. Konsep ini akan menjadi jelas setelah memperkenalkan modulasi multi-dimensional : frequency shift keying (FSK) dan quadriphase shift keying (QPSK)

Perhatikan bahwa informasi digital sekarang ditransmisikan sebagai sinyal analog. Di dalam nirkabel sistem komunikasi, hanya sinyal-sinyal analog yang dapat ditransmisikan. Ketika sinyal dikirim, frekuensi carriernya f_c Adapun bandwidthnya, akan dibahas dalam tahap atau bagian berikutnya.

Sejak frekuensi pembawa sekarang digunakan, masalah multi user (banyak pengguna) dapat diselesaikan. Setiap user atau pengguna diberikan sebuah frekuensi pembawa f_c yang berbeda. Penerima akan menggunakan filter handpass untuk memperoleh sinyal dengan frekuensi tertentu. Jika terdapat K user atau pengguna, maka K seperti bandpass filers yang diperlukan Jika frekuensi carrier f_c tidak cukup tinggi, salah satu cara Menggunakan teknik modulasi analog yang dapat mengkonversi sinyal menjadi lebih kuat atau bahkan lebih tinggi dari frekuensi radio (RF).

5.3 BINARY PHASE-SHIFT KEYING (BPSK)

Dalam fase-biner sistem shift keying, digunakan sepasang sinyal $s_1(t)$ dan $s_2(t)$ untuk mewakili simbol biner dari 1 dan 0, yaitu masing-masing, sebagai berikut :

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (5-27)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), \quad (5-28)$$

untuk $0 < t < T_b$, di mana E_b adalah energi per bit yang ditransmisikan, dan f_c adalah frekuensi pembawa yang dipilih untuk menjadi sama dengan N_c / T_b untuk beberapa nilai integer n_c yang bernilai tetap. Sekali lagi, seperti dalam kasus ASK, rata-rata energy dari sinyal yang ditransmisikan dinyatakan sebagai berikut

$$0.5 \int_0^{T_b} s_1^2(t) dt + 0.5 \int_0^{T_b} s_2^2(t) dt$$

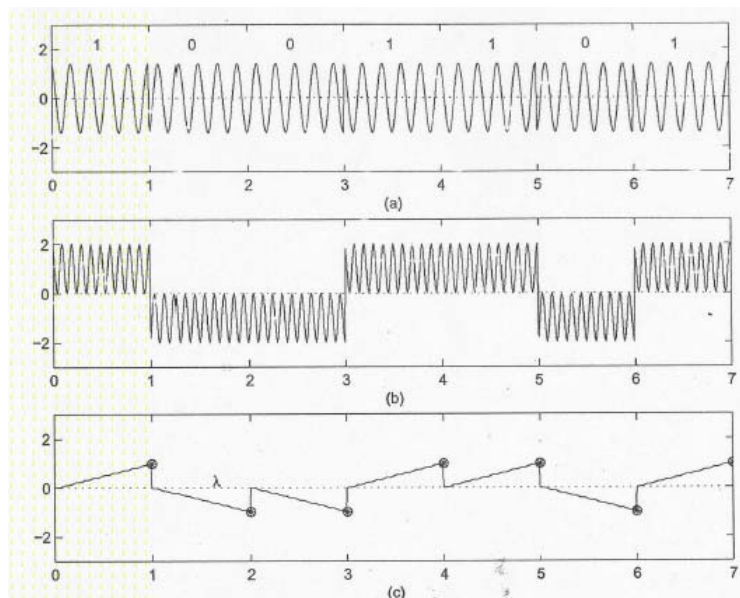
sama dengan E_b . Sepasang gelombang sinusoidal yang berbeda dalam pergeseran fasa relatif dari 180 derajat dinyatakan sebagai sinyal antipodal. Gambar 5-8 (a) menggambarkan suatu sinyal yang ditransmisikan ketika aliran binernya bernilai 1001101, di mana $E_b = 1$, $f_c = 5$ Hz dan $T_b = 1$ detik,

Detecror optimal untuk sistem BPSK ditunjukkan dalam Gambar 5-9. Sinyal yang diterima pertama dikalikan dengan unit sinyal dan dipotong energi $\phi_1(t) = \sqrt{2/T_b} \cos(2\pi f_c t)$ jika $0 < t < T_b$ atau $\phi_1(t) = 0$ atau keadaan lain. Dengan mengasumsikan bahwa sinyal yang diterima bebas dari noise, kita memiliki ekspresi berikut setelah proses perkalian tersebut yaitu :

$$y(t) = s(t) \times \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t). \quad (5-29)$$

Oleh sebab itu, maka :

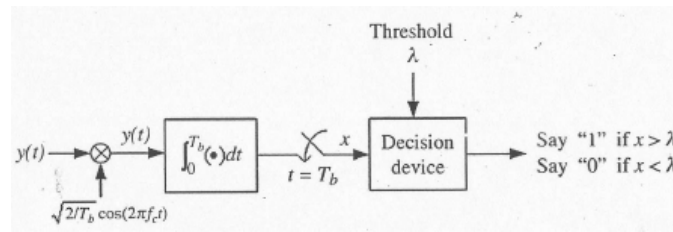
$$y(t) = \begin{cases} \frac{2\sqrt{E_b}}{T_b} \cos^2(2\pi f_c t) & \text{if 1 was transmitted} \\ -\frac{2\sqrt{E_b}}{T_b} \cos^2(2\pi f_c t) & \text{if 0 was transmitted.} \end{cases} \quad (5-30)$$



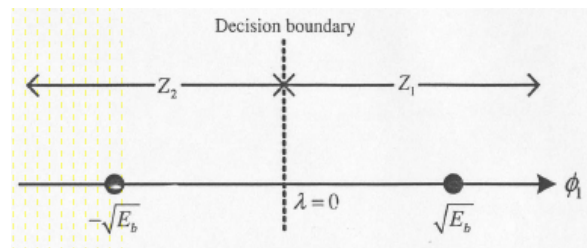
Gambar 5.8 sinyal untuk BPSK (a) sinyal yang ditransmisikan (b) $y(t) = s(t) \sqrt{2/T_b} \cos(2\pi f_c t)$: (c) output dari correlator dan coresponding poin sampling

Contoh dari sinyal $y(t)$ digambarkan dalam Gambar 5-8(b). Dan dua kemungkinan hasil dari keluaran dari correlator untuk kasus tak bersuara (noiseless) dapat ditampilkan untuk menjadi persamaan sebagai berikut :

$$x = \begin{cases} +\sqrt{E_b} & \text{if 1 was transmitted} \\ -\sqrt{E_b} & \text{if 0 was transmitted.} \end{cases}$$



Gambar 5.9 koheren detector untuk BPSK



Gambar 5.10 Signal-space diagram untuk koheren BPSK

Nilai ambang pintu atau threshold λ dalam hal ini harus diset ke 0 yang sesuai ke tengah antara $-\sqrt{E_b}$ dan $\sqrt{E_b}$. Sinyal keluaran integrator dan titik-titik sampling yang sesuai diplot dalam Gambar 5-8 (c). Jika nilai sampel lebih besar dari nol, maka ditetapkan bernilai 1. Jika nilai sampel kurang dari nol, maka ditetapkan bernilai 0. Perangkat keputusan berdasarkan nilai-nilai sampel untuk membuat keputusan 1001101, yang persis sama dengan nilai yang ditransmisikan secara urutan.

Untuk perwakilan geometris, sinyal yang ditransmisikan $s_1(t)$ dan $s_2(t)$ dapat dinyatakan dalam $\phi_1(t) = \sqrt{2/T_b} \cos(2\pi f_c t)$ sebagai berikut:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sqrt{E_b} \phi_1(t), & 0 \leq t \leq T_b \\ s_2(t) &= -\sqrt{E_b} \phi_1(t), & 0 \leq t \leq T_b. \end{aligned}$$

(5-32)

Sebuah sistem BPSK bersifat koheren dimana dicirikan oleh ruang sinyal yang satu dimensi, dengan konstelasi sinyal pesan yang terdiri dari dua poin seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5-10. Sekali lagi, seperti yang terlihat dari Persamaan (5-31), sinyal yang diterima setelah proses demodulasi adalah sama sebagai sinyal ditransmisikan, dan keputusan batas yang ditunjukkan pada Gambar 5-10 ditentukan oleh nilai ambang λ , yang dalam hal ini adalah sama dengan 0. Jika menerima sinyal x terletak di sebelah kanan sisi dari batas yang sudah ditentukan (wilayah Z_1), maka ditetapkan bernilai 1 dibuat. Jika sinyal yang diterima terletak di sisi kiri dari batas yang sudah ditentukan (region Z_2), maka ditetapkan bernilai 0 dibuat.

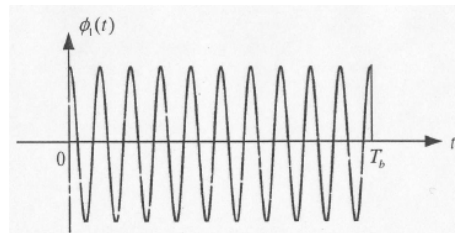
Kita sekarang membahas kekuatan kepadatan spektral sinyal yang ditransmisikan. Transmisi Sinyal BPSK dapat dinyatakan sebagai :

$$s(t) = \sqrt{E_b} \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \phi_1(t - kT_b), \quad (5-33)$$

dimana $b_k \in \{+1, -1\}$. Perhatikan bahwa $\phi_1(t)$ sebenarnya adalah bentuk gelombang kosinus dipotong seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5-11.

$h(t) = \sqrt{E_b} \phi_1(t)$ Kerapatan spektral daya untuk $s(t)$ dapat dihitung dari Persamaan (5-10) :

$$P_s(f) = \frac{1}{T_b} |H(f)|^2. \quad (5-34)$$



Gambar 5.11 sebuah bentuk gelombang cosinus $\phi_1(t)$ yang terpotong

Yang menjadi masalah sekarang adalah bagaimana mencari transformasi fourier dari $h(t)$, dimana fungsi $\phi_1(t)$ dapat dideskripsikan sebagai berikut :

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \Pi\left(\frac{t - T_b/2}{T_b}\right) \cos(2\pi f_c t), \quad (5-35)$$

serta $\Pi(x)$ disebut fungsi rectangular (persegi panjang) dan didefinisikan sebagai berikut:

$$\Pi(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } -\frac{1}{2} \leq x \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (5-36)$$

Hal ini dapat dengan mudah dilihat bahwa :

$$\begin{aligned} \Pi\left(\frac{t - T_b/2}{T_b}\right) &= 1 \quad \text{for } 0 \leq t \leq T_b \\ \Pi\left(\frac{t - T_b/2}{T_b}\right) &= 0 \quad \text{otherwise.} \end{aligned}$$

Maka berdasarkan persamaan tersebut maka dapat diketahui bahwa $\phi_1(t)$ merupakan hasil dari $\cos(2\pi f_c t)$ dan $\Pi\{(t - T_b/2) / T_b\}$

Kemudian kita dapat menggunakan property atau bagian dari Transformasi Fourier yang merupakan hasil dari dua fungsi dalam waktu domain yang setara dengan konvolusi dari transformasi Fourier dari kedua fungsi. Bagian ini telah dibahas dalam Bab 3. Oleh karena itu maka diperoleh :

$$H(f) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} F\left[\Pi\left(\frac{t - T_b/2}{T_b}\right)\right] * F[\cos(2\pi f_c t)]. \quad (5-37)$$

Dari Persamaan (3-102), Transformasi Fourier fungsi persegi panjang (rectangular) adalah sebagai berikut:

$$F\left[\Pi\left(\frac{t - T_b/2}{T_b}\right)\right] = T_b \text{sinc}(T_b f) e^{-j\pi T_b f}, \quad (5-38)$$

Dari persamaan sebelumnya memiliki,

$$F[\cos(2\pi f_c t)] = \frac{1}{2} \delta(f - f_c) + \frac{1}{2} \delta(f + f_c) \quad (5-39)$$

Sehingga dapat dilihat :

$$H(f) = \sqrt{\frac{E_b T_b}{2}} \text{sinc}(T_b(f - f_c)) e^{-j\pi T_b(f - f_c)} + \sqrt{\frac{E_b T_b}{2}} \text{sinc}(T_b(f + f_c)) e^{-j\pi T_b(f + f_c)} \quad (5-40)$$

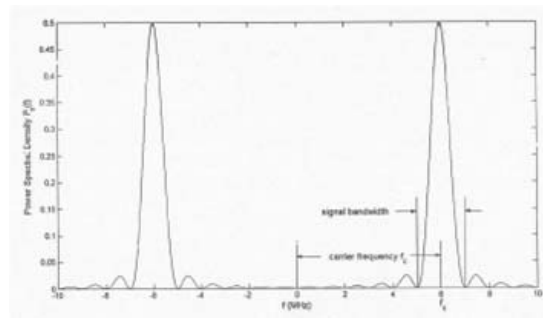
Diasumsikan bahwa $f_c \gg 1/T_b$, maka :

$$|H(f)|^2 = \frac{E_b T_b}{2} \text{sinc}^2(T_b(f - f_c)) + \frac{E_b T_b}{2} \text{sinc}^2(T_b(f + f_c)) \quad (5-41)$$

Sehingga rapat spektral daya nya menjadi :

$$P_s(f) = \frac{1}{T_b} |H(f)|^2 \quad (5-42)$$

$$= \frac{E_b T_b}{2} \text{sinc}^2(T_b(f - f_c)) + \frac{E_b T_b}{2} \text{sinc}^2(T_b(f + f_c))$$



Gambar 5.12. Power spectral density untuk sinyal BPSK

Grafik diatas merupakan rapat spektral daya saat $E_b=1$, $T_b=1 \mu s$ dan $f_c=6$ MHz. Transfer data untuk sistem dengan konfigurasi ini adalah $R = 1/T_b = 1$ Mbit/s, bandwidth dari sinyal adalah 2 MHz.

Pembahasan diatas tidak hanya mencakup hal BPSK saja, namun juga dapat digunakan untuk kasus dalam ASK. Tidak seperti pada “baseband pulse transmission“, maka pada kasus ini juga menggunakan frekuensi carrier / pembawa untuk mentransmisikan sinyal. Sama seperti pada ASK. Bandwidth sinyal sebesar $2/T_b$ ditentukan oleh data rate. Semakin besar data rate nya, semakin kecil T_b dan besar $2/T_b$.

5.4 BINARY FREQUENCY - SHIFT KEYING

Dalam system BFSK (*Binary Frequency – shift Keying*), maka simbol 1 dan 0 ditransmisikan secara berbeda antara satu sama lain dalam satu atau dua buah sinyal sinusoidal yang berbeda besar frekuensi nya. Sinyal sinusoid yang ditransmisikan memiliki persamaan sebagai berikut :

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t) \\ s_2(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t) \end{aligned} \quad (5-43)$$

Untuk $0 \leq t < T_b$, dimana E_b adalah jumlah energi per bit dari sinyal yang ditransmisikan. Sehingga besar frekuensi yang ditransmisikan adalah :

$$f_i = \frac{n_c + i}{2T_b} \quad \text{untuk bilangan integer tetap } n_c, i = 1, 2. \quad (5-44)$$

Dimana $f_2 - f_1 = 1 / (2T_b)$ dan 1 direpresentasikan oleh $S_1(t)$ sedangkan untuk 0 direpresentasikan dengan $S_2(t)$. Sehingga dapat diketahui bahwa $S_1(t)$ dan $S_2(t)$ adalah saling *orthogonal*. Terlihat juga bahwa $1 / (2T_b)$ merupakan rentang frekuensi minimum $f_1 - f_2$ antara dua buah sinyal yang saling *orthogonal*. Didefinisikan dalam :

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_i t), \quad i = 1, 2, 0 \leq t < T_b \quad (5-45)$$

Persamaan berikut akan menunjukkan bahwa ϕ_1 dan ϕ_2 saling *orthonormal*. Dalam hal ini akan ditunjukkan terlebih dahulu ϕ_1 dan ϕ_2 memiliki *unit energy*. Energi dari sinyal ϕ_1 diberikan oleh persamaan berikut :

$$\begin{aligned} \int_0^{T_b} \phi_i^2(t) dt &= \frac{2}{T_b} \int_0^{T_b} \cos^2(2\pi f_i t) dt \\ &= \frac{2}{T_b} \left(\int_0^{T_b} \frac{1}{2} dt + \int_0^{T_b} \frac{1}{2} \cos(4\pi f_i t) dt \right) \\ &= \frac{2}{T_b} \left(\frac{t}{2} \Big|_0^{T_b} + \frac{1}{8\pi f_i} \sin(4\pi f_i t) \Big|_0^{T_b} \right) \end{aligned} \quad (5-46)$$

Dengan mensubstitusi $f_i = (n_c + i) / (2T_b)$ kedalam persamaan diatas, maka diperoleh :

$$\begin{aligned} \int_0^{T_b} \phi_i^2(t) dt &= \frac{2}{T_b} \left(\left(\frac{T_b}{2} - 0 \right) + \frac{1}{8\pi(n_c + i)/2T_b} \left(\sin\left(4\pi \frac{n_c + i}{2T_b} T_b \right) - 0 \right) \right) \\ &= \frac{2}{T_b} \left(\frac{T_b}{2} + \frac{1}{8\pi(n_c + i)/(2T_b)} \sin(2(n_c + i)\pi) \right) \\ &= 1 \end{aligned} \quad (5-47)$$

Persamaan diatas diperoleh jika $n_c + i$ merupakan bilangan integer positif, namun untuk $i = 0$, maka persamaan energi dari ϕ nya adalah sebagai berikut :

$$\begin{aligned} \int_0^{T_b} \phi_1(t) \phi_2(t) dt &= \frac{2}{T_b} \int_0^{T_b} \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) dt \\ &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t) dt \end{aligned} \quad (5-48)$$

Dengan mensubstitusi $f_i = (n_c + i) / (2 T_b)$ kedalam persamaan diatas, maka diperoleh :

$$\begin{aligned} \int_0^{T_b} \phi_1(t) \phi_2(t) dt &= \frac{1}{T_b} \left(\int_0^{T_b} \cos\left(2\pi \frac{(2n_c + 3)}{2T_b} t\right) dt + \int_0^{T_b} \cos\left(2\pi \frac{1}{2T_b} t\right) dt \right) \\ &= \frac{1}{T_b} \left(\int_0^{T_b} \cos\left(\pi \frac{(2n_c + 3)}{T_b} t\right) dt + \int_0^{T_b} \cos\left(\pi \frac{1}{T_b} t\right) dt \right) \end{aligned} \quad (5-49)$$

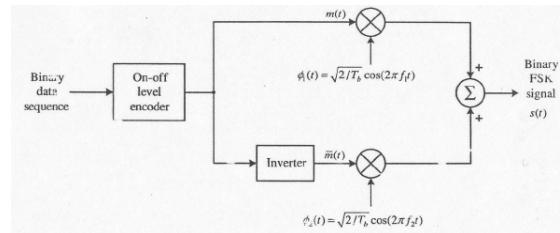
Maka dapat dilihat jika n adalah integer positif dan persamaan menjadi

$$\int_0^{T_b} \cos\left(\pi \frac{n}{T_b} t\right) dt = \frac{T_b}{\pi} \sin\left(\pi \frac{n}{T_b} t\right) \Big|_0^{T_b} = \frac{T_b}{\pi} \sin(\pi n) - \frac{T_b}{\pi} \sin(0) = 0$$

Karena baik *first term* dan *second term* menghasilkan bilangan 0 atau zero. Maka :

$$\int_0^{T_b} \phi_1(t) \phi_2(t) dt = 0 \quad (5-50)$$

Sehingga dapat dikatakan bahwa ϕ_1 dan ϕ_2 adalah saling *orthonormal*.



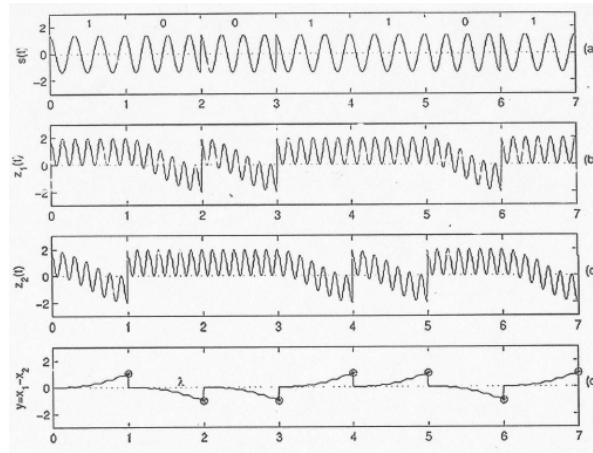
Gambar 5.13. Modulator untuk sistem FSK

Cara kerja dari modulator *BFSK* adalah sebagai berikut, runtun data biner diaplikasikan / diinputkan pada *on – off level encoder*. Pada bagian keluaran encoder, simbol 1 direpresentasikan oleh konstanta amplitudo dan simbol 0 direpresentasikan oleh bilangan nol atau kosong. Sebuah inverter ditambahkan pada channel bagian bawah. Jika masukan dari inverter tersebut adalah 0, maka keluarannya menjadi 1 atau dengan kata lain, jika input maka keluarannya menjadi 0. *multiplier* atau pengali berfungsi sebagai saklar / *switch* yang berhubungan dengan pembawa agar berada dalam kondisi *on* dan *off*. Jika masukan dari pengali adalah 1 maka pembawa (*carrier*) akan menjadi *on (off)*. Jika symbol yang ditransmisikan adalah 1, maka *carrier* dari *upper channel* menjadi *on* dan bagian *lower channel* menjadi *off*. Sedangkan jika symbol yang ditransmisikan adalah 0, maka *carrier* dari *upper channel* menjadi *off* dan bagian *lower channel* menjadi *on*. Sehingga keluaran dari modulator yang merupakan perpaduan dari dua buah *carrier* yang berbeda frekuensi dikendalikan oleh nilai masukan pada modulator tersebut.

Gambar 5.14 memberikan contoh dari keluaran sinyal yang dihasilkan oleh modulator *BFSK*. Ketika diberi masukan 1001101, dimana $E_b = 1$, $T_b = 1$ s, $f_1 = 3$ Hz dan $f_2 = 3.5$ Hz. Demodulasi dari sinyal yang diterima, menunjukkan bahwa ϕ_1 dan ϕ_2 adalah saling *orthonormal*.

Untuk mengetahui $\phi_1(t)$ yang ditransmisikan, maka diperoleh dengan mengalikan sinyal yang diterima dengan $\phi_1(t)$ dan mengintegalkannya. Karena $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$ adalah *orthonormal*. Maka hanya bagian $\phi_1(t)$ saja yang masih ada, sedangkan $\phi_2(t)$ bernilai nol / hilang. Cara yang sama juga dilakukan untuk mengetahui jika $\phi_2(t)$ yang ditransmisikan, namun dikalikan dengan $\phi_2(t)$ untuk menghilangkan komponen $\phi_1(t)$.

Bagian receiver terdiri dua buah *correlator* dengan *common input*, yang di-supply oleh dua buah sinyal $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$. Keluaran dari *correlator* ini kemudian di *subtract* antara satu sama lain. Sehingga akan menghasilkan nilai y , jika nilai dari $y > 0$ maka nilai yang diterima adalah 1. namun sebaliknya jika nilai dari $y < 0$ maka nilai yang diterima adalah 0.



Gambar 5-14. Sinyal pada sistem FSK. (a) sinyal transmisi; (b) output multiplikasi $z_1(t)$; (c) output multiplikasi $z_2(t)$; (d) perbedaan dari kedua output integrator

Untuk permasalahan dengan noise yang kecil, sinyal yang diterima sama dengan sinyal yang dikirim. Jika sinyal $s_1(t)$ (merepresentasikan 1) telah dikirim, output x_1 dan x_2 dari korelator adalah sebagai berikut

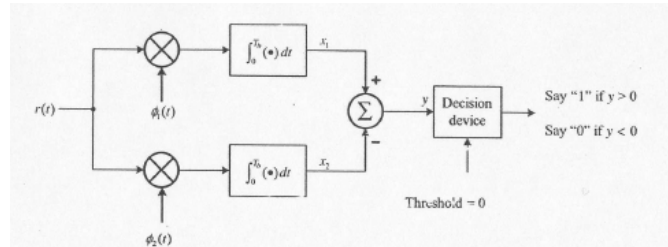
$$\begin{aligned} x_1 &= \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t) dt = \sqrt{E_b} \\ x_2 &= \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t) dt = 0. \end{aligned} \quad (5-51)$$

Disisi lain, jika sinyal $s_2(t)$ (merepresentasikan 0) telah dikirimkan, output dari korelator dapat ditunjukkan sebagai berikut

$$\begin{aligned} x_1 &= \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t) dt = 0 \\ x_2 &= \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t) dt = \sqrt{E_b}. \end{aligned} \quad (5-52)$$

Oleh karena itu, $y = x_1 - x_2$ lebih besar dari nol jika $s_1(t)$ adalah menular dan kurang dari nol jika $s_2(t)$ adalah menular. Gambar 5-14 mengilustrasikan sinyal di penerima. Sinyal ditunjukkan pada 5-14 (a). Sinyal yang diterima pertama dikalikan dengan dua carrier dengan frekuensi 3 dan 3.5 Hz, masing-masing hasil ditunjukkan pada 5-14 (b) dan 5-14 (c). Akhirnya, perbedaan yang dihasilkan $y = x_1 - x_2$

ditunjukkan dalam 5-14 (d). Perangkat pemilih membuat keputusan berdasarkan nilai-nilai sampel 1001101 yang sama persis seperti urutan yang ditransmisikan.



Gambar 5-15. Detektor koheren untuk sistem FSK

Dalam sistem FSK, kita menggunakan dua fungsi, katakanlah $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$, untuk mewakili satu bit. Jika bit 1 (atau 0), kami mengirimkan $\phi_1(t)$ (atau $\phi_2(t)$) di bawah keadaan dimana $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$ adalah orthornormal satu sama lain. Untuk setiap bit, sinyal yang dikirim diwakili oleh :

$$s(t) = a_1\phi_1(t) + a_2\phi_2(t).$$

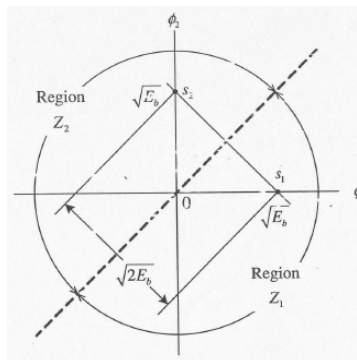
Pada penerima, demodulasi melibatkan kinerja produk dari $s(t)$ dan $\phi_i(t)$ untuk $i = 1, 2$:

$$\begin{aligned}\langle s(t), \phi_1(t) \rangle &= a_1 \langle \phi_1(t), \phi_1(t) \rangle + a_2 \langle \phi_2(t), \phi_1(t) \rangle = a_1 \\ \langle s(t), \phi_2(t) \rangle &= a_1 \langle \phi_1(t), \phi_2(t) \rangle + a_2 \langle \phi_2(t), \phi_2(t) \rangle = a_2.\end{aligned}$$

Selanjutnya, setelah melakukan persamaan di atas, kita akan menemukan nilai-nilai a_1 dan a_2 dan, menentukan apakah bit 1 atau 0 dikirim. Sinyal poin $s_1(t)$ dan $s_2(t)$ dapat ditunjukkan dengan persamaan berikut :

$$s_i(t) = s_{i1}\phi_1(t) + s_{i2}\phi_2(t), \quad i = 1, 2, \quad 0 < t < T_b \quad (5-53)$$

The FSK sistem, seperti sistem ASK, memiliki metode *demodulation noncoherent*. Kita hanya perlu untuk mengimplementasikan dua band-pass filter yang diikuti oleh *envelope detector*. Band-pass filter yang pertama melewati sinyal dengan frekuensi f_1 dan yang kedua melewati sinyal dengan frekuensi f_2 .



Gambar 5-16. Signal space diagram untuk binary FSK

Sinyal yang disaring kemudian disampaikan secara terpisah melalui dua *envelope* detektor untuk deteksi daya. Sebagai contoh, jika sebuah simbol 1 ditransmisikan, sinyal yang diterima akan berkonsentrasi pada frekuensi f_1 . Dalam kasus ini, sinyal akan melalui pertama *band-pass filter* dan akan ditolak oleh *band-pass filter* kedua. Oleh karena itu, sinyal kuat muncul pada output *band-pass filter* pertama dan sinyal lemah muncul pada output dari *band-pass filter* kedua. Jika kita membandingkan kekuatan kedua output, kita mungkin menemukan bahwa simbol 1 benar-benar dikirim.

Jarak antara dua titik sinyal biner ASK, BPSK dan sistem FSK $\sqrt{2E_b}$, $2\sqrt{E_b}$, $\sqrt{2E_b}$ masing-masing, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5-7, 5-10 dan 5-16. Untuk bit energi yang ditransmisikan sama dan tingkat penurunan noise sama, BPSK sistem memberikan tingkat kesalahan bit terendah saat sistem BPSK memiliki jarak terbesar antara dua titik sinyal. Kemampuan dari ASK dan FSK sistem pada dasarnya sama dalam hal ini, karena mereka memiliki jarak yang sama antara dua titik sinyal.

Dapat dihitung bahwa bandwidth dari sistem FSK sekitar $2/T_b$. Ada dua frekuensi pembawa f_1 dan f_2 sekarang, tergantung pada apakah kita mengirimkan 1 atau 0, FSK sistem, seperti sistem ASK, memiliki metode *Demodulation noncoherent*. Kita perlu untuk mengimplementasikan hanya dua *band-pass filter*. Yang satu melewati sinyal dengan frekuensi f_1 dan yang lain melewati sinyal dengan frekuensi f_2 . Dengan cara ini, kita dapat menentukan apakah sinyal yang dikirim adalah 1 atau 0.

Banyak otomatisasi dalam perusahaan dan sistem kontrol jarak jauh menggunakan FSK transceiver. Dalam sebuah transceiver tertentu menggunakan frekuensi 433,93 dan 434,33 MHz, bit rate maksimum adalah 20 kbit/s dan bandwidthnya adalah 30 kHz.

TUGAS RANGKUMAN BAB 5 (PDF)

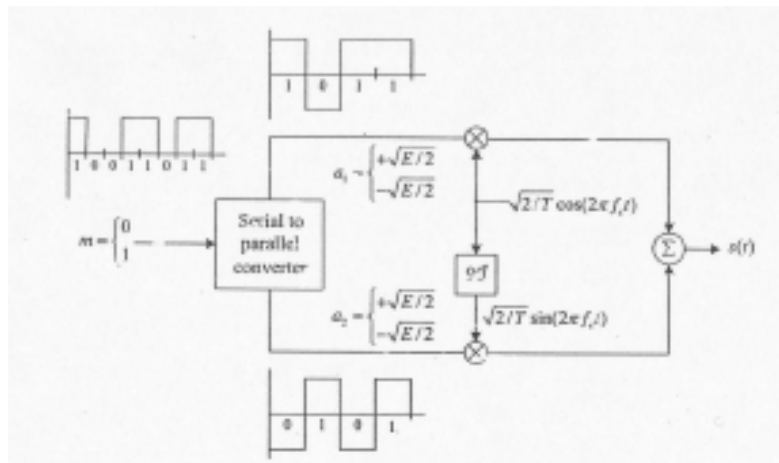
Muhammad Fitrah Sugita – 30376

Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik

Universitas Gadjah Mada

Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Salah satu tujuan terpenting dalam merancang sistem komunikasi digital adalah untuk memperoleh probabilitas kesalahan yang rendah. Tujuan lain yang ingin dicapai adalah penggunaan kanal lebar bidang (bandwidth) secara efisien. Pada bagian ini akan dipelajari skema modulasi Bandwidth-conservation atau lebih dikenal coherent quadrature phase shift keying. Tidak seperti binary ASK, BPSK dan sistem FSK, dua bit ditransmisikan secara simultan dalam satu selang waktu interval T . tanpa meningkatkan lebar bidang transmisi, kita dapat menggandakan pesat bit. Ini akan membuat sinyal yang dikirimkan menjadi jelas kemudian.



Gambar 5-17 skematik diagram QPSK

Sistem QPSK digambarkan pada gambar 1-1. Diasumsikan ada dua bit yang akan ditransmisikan selama satu interval sinyal T . bit tersebut ditandai sebagai m_1 dan m_2 . Keduanya di pisahkan oleh alir bit tunggal m ; dimana m_1 sebagai bit ganjil dan m_2 sebagai bit genap. Seperti yang ditunjukkan, m_1 akan naik dan m_2 akan turun. Maka aturan yang akan diikuti adalah

1. M_1 akan memicu sinyal a_1 dan m_2 akan memicu sinyal a_2

2. Jika m_1 sama dengan 1 atau 0, a_1 akan di atur menjadi $+\sqrt{(E/2)}$ (atau $-\sqrt{E/2}$).

3. Jikam m_2 sama dengan 1 atau 0, a_2 akan di atur menjadi $+\sqrt{(E/2)}$ (atau $-\sqrt{E/2}$).

4. $A_1(a_2)$ akan dikalikan dengan $\sqrt{2/T} \cos[(2\pi]f_c t)$ (atau $\sqrt{2/T} \sin[(2\pi] f_{1c} t)$).

5. Sinyal yang ditransmisikan setiap waktu t adalah

$$s(t) = a_1 \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) + a_2 \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad (5-54)$$

Hubungan antara (m_1, m_2) dan (a_1, a_2) terlihat pada table 1.1

Table 5-1 pemetaan dari (m_1, m_2) pada (a_1, a_2)

(m_1, m_2)	(a_1, a_2)
(1,1)	$(\sqrt{E}/2, \sqrt{E}/2)$
(1,0)	$(\sqrt{E}/2, -\sqrt{E}/2)$
(0,1)	$(-\sqrt{E}/2, \sqrt{E}/2)$
(0,0)	$(-\sqrt{E}/2, -\sqrt{E}/2)$

Sebelum mempelajari proses demodulasi dari QPSK, pertama-tama diketahui terlebih dahulu $s(t)$ dalam persamaan berikut.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} r \cos(2\pi f_c t - \theta) \quad (5-55)$$

Dimana $r = \sqrt{a_1^2 + a_2^2}$ dan $\theta = \tan^{-1}(a_1/a_2)$. Dikarenakan $|a_1| = |a_2| = \sqrt{E}/2$, $r = \sqrt{E}$. Untuk θ , nilainya bergantung dengan nilai a_1 dan a_2 . Sejak keduanya diasumsikan memiliki dua nilai, maka akan ada empat kombinasi. Akan ada empat kemungkinan nilai dari θ , tergantung dari empat kombinasi yang berbeda dari a_1 dan a_2 . setiap θ mengasumsikan perkalian bilangan bulat dari $\pi/4$.

Dari persamaan 5-55, dapat diketahui bahwa terdapat empat nilai yang berbeda dari $s(t)$, yang ditandai dengan $s_i(t)$, dimana $i = 1, 2, 3, 4$:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + (2i - 1)\frac{\pi}{4}\right) \quad \text{untuk} \quad 0 \leq t \leq T. \quad (5-56)$$

Mempertimbangkan keadaan dimana $m_1 = 1$ dan $m_2 = 0$. Selain itu diketahui pula keadaan $a_1 = \sqrt{E}/2$ dan $a_2 = \sqrt{E}/2$, maka akan didapat persamaan

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{\frac{E}{T}} \cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_c t) \\ &= \sqrt{2 \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cos(2\pi f_c t) - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(2\pi f_c t) \right)} \\ &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (5-57)$$

Persamaan (5-57) sesuai dengan keadaan dimana $i=1$. Persamaan tersebut dapat diperluas menjadi

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(\frac{(2i-1)\pi}{4}\right) \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t) \quad (5-58)$$

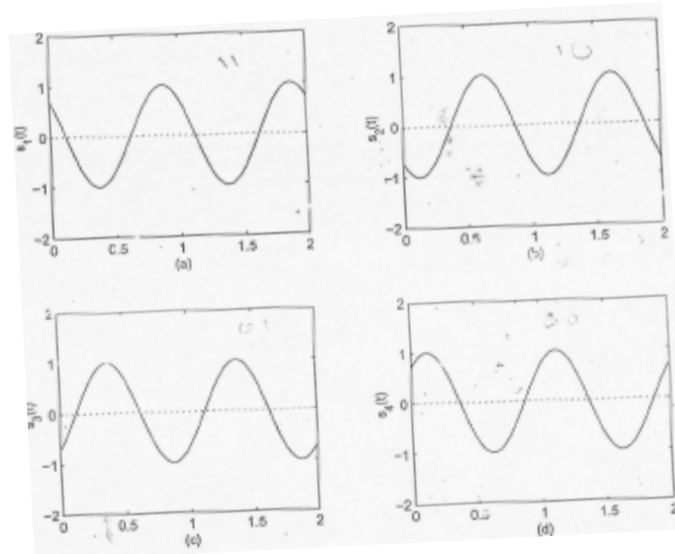
Table 5-2 karakteristik Signal-space dari QPSK

	Input digit ($m_1 m_2$)	Phase	a_1	a_2	$s_i(t)$
$s_1(t)$	10	$\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$	$\sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_c t + \pi/4)$
$s_2(t)$	00	$3\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$	$\sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_c t + 3\pi/4)$
$s_3(t)$	01	$5\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$	$\sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_c t + 5\pi/4)$
$s_4(t)$	11	$7\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$	$\sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_c t + 7\pi/4)$

Maka dapat dilihat

$$a_{11} = +\sqrt{E} \cos\left[\frac{(2i-1)\pi}{4}\right] \text{ dan } a_{12} = -\sqrt{E} \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{4}\right] \quad (5-59)$$

Dapat dengan mudah kita lihat bahwa $s_i(t)$, untuk $i = 1, 2, 3, 4$, sesuai dengan nilai $m_1 m_2 = 10, 00, 01, 11$. semuanya telah disimpulkan pada table 5-2. Contoh dari keempat sinyal terdapat pada gambar 5-18.



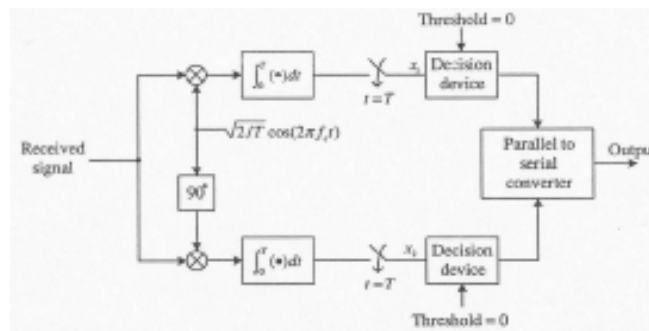
Gambar 5-18 empat sinyal QPSK $s_i(t)$ untuk $i = 1, 2, 3, 4$, dimana $f_c = 1$: (a) sinyal dari $s_1(t)$; (b) sinyal $s_2(t)$; (c) sinyal $s_3(t)$; (d) sinyal $s_4(t)$

Untuk sistem QPSK yang menggunakan masukan data seperti pada gambar 5-17. Aliran data input adalah 10011011. Bit ganjil naik ke atas dan bit genap turun ke bawah. Bit yang naik adalah 1011 dan bit yang turun adalah 0101. Bit yang dari atas akan dikombinasikan dengan bit yang dari bawah. Maka, aliran data yang keluar adalah (10, 01, 10, 11). Dari table 5-2, dapat dilihat sinyal yang dikirimkan dari empat slot adalah $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ dan $s_4(t)$.

Sekarang akan dibahas bagaimana men-demodulasi sinyal yang diterima. Sinyal $s_i(t)$ ditentukan oleh m_1 dan m_2 . Mari kita lihat persamaan 5-54

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t) + B \sin(2\pi f_c t)$$

Tujuan dari demodulasi adalah untuk menemukan nilai A dan B. sejak $\cos(2\pi f_c t)$ dan $\sin(2\pi f_c t)$ saling orthogonal (tegak lurus), untuk mendapatkan nilai A, maka $s_i(t)$ dikalikan dengan $\cos(2\pi f_c t)$ dan di-integralkan. Dengan cara ini, maka nilai B dieliminasi dan menyisakan nilai A. begitu pula sebaliknya untuk mencari nilai B.. ini merupakan prinsip dasar demodulasi QPSK.



Gambar 5-19 demodulator QPSK

Berdasarkan prinsip yang telah disampaikan, demodulasi pada penerima dapat dicapai oleh demodulasi koheren dengan dua sinyal referensi sinusoidal yang memiliki fase dan frekuensi yang ideal pada transmisi. Detektor QPSK ditunjukkan pada gambar 5-19.

Sinyal yang diterima pertama – tama dikalikan dengan dua sinusoidal $\sqrt{2/T} \cos(2\pi f_c t)$ dan $\sqrt{2/T} \sin(2\pi f_c t)$. Hasilnya kemudian di integralkan oleh dua integrator. Hasil keluaran dari integrator pada cuplikan $t = T$. untuk kasus derau , hasil keluaran x_1 dapat di tuliskan sebagai berikut

$$\begin{aligned} x_1 &= \int_0^T \left(a_1 \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) + a_2 \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \right) \times \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= a_1 \frac{2}{T} \left(\int_0^T \cos^2(2\pi f_c t) dt \right) + a_2 \frac{2}{T \left(\int_0^T \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) dt \right)} \\ &= a_1 \frac{2}{T} \left(\int_0^T \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(4\pi f_c t) dt \right) + a_2 \frac{2}{T} \left(\int_0^T \frac{1}{2} \sin(4\pi f_c t) dt \right) \end{aligned} \quad (5-60)$$

Bila $f_c = n_c/T$, maka persamaan di atas menjadi

$$\begin{aligned} x_1 &= a_1 \frac{2}{T} \left(\frac{t}{2} + \frac{1}{8\pi(n_c)/T} \sin \left[\left(4\pi \frac{n_c}{T} t \right) \right] \right) \Big|_0^T + a_2 \frac{2}{T} \left(\frac{t}{2} + \frac{1}{8\pi(n_c)/T} \cos \left[\left(4\pi \frac{n_c}{T} t \right) \right] \right) \Big|_0^T \\ &= a_1 \frac{2}{T} \left(\left(\frac{T}{2} + 0 \right) - (0 - 0) \right) + a_2 \frac{2}{T} \left(-\frac{1}{8\pi(n_c)/T} + \frac{1}{8\pi(n_c)/T} \right) \end{aligned} \quad (5-61)$$

Karena nilai $\sin(4\pi n_c) = 0$ dan $\cos(4\pi n_c) = 1$ untuk setiap bilangan bulat n_c . Maka persamaan di atas menjadi

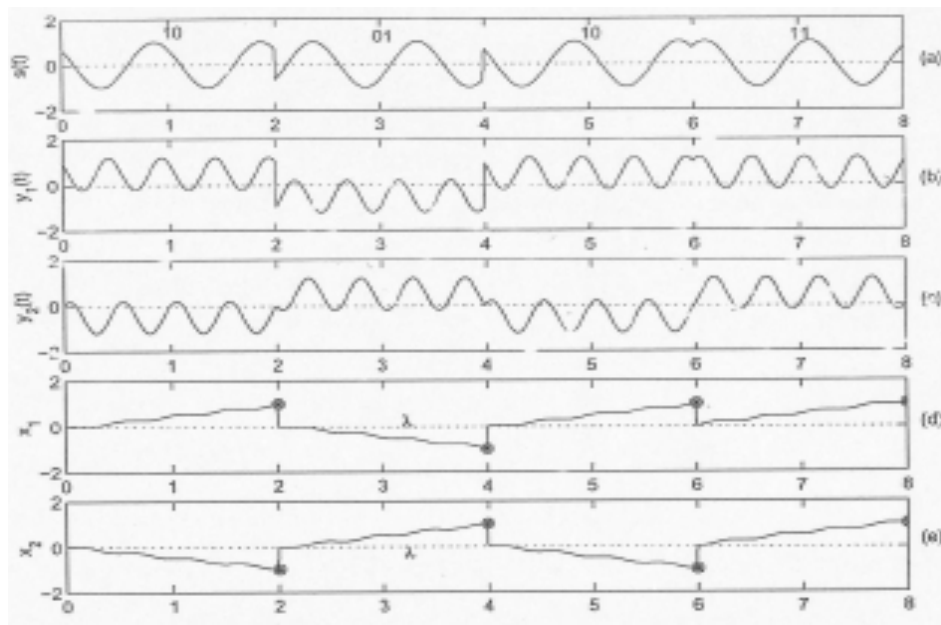
$$x_1 = a_1 \quad (5-62)$$

Hal tersebut juga berlaku pada x_2

$$x_2 = \int_0^T \left(a_1 \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) + a_2 \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \right) \times \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) dt = a_2 \quad (5-63)$$

Jika $x_1 > 0$, maka keputusan yang akan diambil adalah $m_1 = 1$ untuk kanal atas; tetapi jika $x_1 < 0$, maka nilai $m_1 = 0$. Hal tersebut juga berlaku pada kanal bawah, jika $x_2 > 0$, maka nilai $m_2 = 1$, sedangkan jika nilai $x_2 < 0$, maka nilai $m_2 = 0$. akhirnya, kedua urutan biner dikombinasikan ke konverter parallel menjadi serial untuk menghasilkan kembali urutan biner pada masukan transmisi.

Contoh dari sinyal QPSK terdapat pada gambar 5-20. Pada kasus ini, $f_c = 1$. Sinyal yang di transmisikan adalah sinyal $s(t)$ seperti yang ditunjukkan pada 5-20 yang mana merupakan sinyal yang telah dimodulasi dengan aliran data masukan 10011011, dengan $E = 1$, $f_c = 1\text{Hz}$, dan $T = 2s$. Pada penerima, sinyal yang telah dikalikan oleh pembawa dibuat menjadi dua yaitu $y_1(t) = s(t) \times \sqrt{2/T} \cos(2\pi f_c t)$ dan $y_2(t) = s(t) \times \sqrt{2/T} \sin(2\pi f_c t)$ seperti yang ditunjukkan pada gambar 5-20(b) dan 5-20(c). keluaran dari integrator, yaitu x_1 dan x_2 , ditunjukkan pada gambar 5-20(d) dan 5-20(e)



Gambar 5-20 sinyal QPSK untuk $f_c = 1$: (a) sinyal transmisi; (b) sinyal $y_1(t) = s(t) \times \sqrt{2/T} \cos(2\pi f_c t)$; (c) sinyal $y_2(t) = s(t) \times \sqrt{2/T} \sin(2\pi f_c t)$; (d) keluaran pada bagian atas integrator dan poin sampling koresponden; (e) keluaran dari bagian bawah integrator dan poin sampling koresponden.

Dimisalkan pada fungsi $y_1(t)$, dengan mempertimbangkan masukan datum 10, berdasarkan table 5-2:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi + \frac{\pi}{4}\right)$$

Maka,

$$\begin{aligned} y_1(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi t + \frac{\pi}{4}\right) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi t) \\ &= \frac{2\sqrt{E}}{T} \left(\frac{1}{2}\right) \left(\cos\left(4\pi t + \frac{\pi}{4}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{4}\right)\right) \\ &= \frac{\sqrt{E}}{T} \left(\cos\left(4\pi t + \frac{\pi}{4}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{4}\right)\right) \\ &= \frac{\sqrt{E}}{T} \left(2\cos^2\left(2\pi t + \frac{\pi}{8}\right) - 1 + \frac{\sqrt{2}}{2}\right) \\ &= \frac{\sqrt{E}}{T} \left(2\cos^2\left(2\pi t + \frac{\pi}{8}\right) - 1 + 0.707\right) \\ &= \frac{\sqrt{E}}{T} \left(2\cos^2\left(2\pi t + \frac{\pi}{8}\right) - 0.293\right) \end{aligned}$$

Jadi $y_1(t)$, untuk keadaan ini adalah positif untuk semua waktu, seperti yang ditunjukkan pada gambar 5-20(b).

Dapat ditekan kembali, prinsip dasar dari sistem QPSK adalah sistem QPSK menggabungkan dua bit menjadi satu dan kemudian mentransmisikan mereka dalam waktu yang bersamaan. Kedua bit tersebut dapat di deteksi dengan benar karena adanya dua fungsi ortonormal $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$, dimana kedua fungsi tersebut adalah

$$\begin{aligned}\phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T \\ \phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T\end{aligned}\tag{5-64}$$

Dapat dengan mudah diketahui bahwa $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$ adalah ortonormal berdasarkan fungsi dasarnya yaitu

$$\int_0^T \phi_1(t) \phi_2(t) dt = 0\tag{5-65}$$

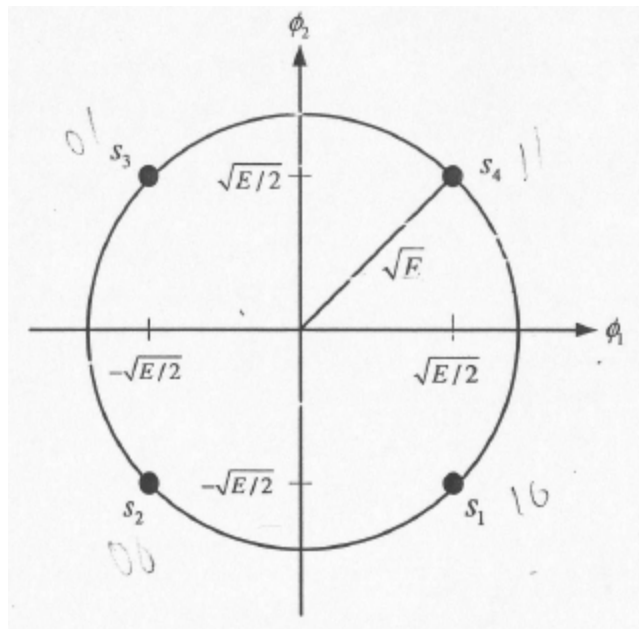
$$\int_0^T \phi_i^2(t) dt = 1 \quad \text{untuk } i = 1, 2\tag{5-66}$$

Sehingga sinyal yang ditransmisikan dapat dituliskan sebagai berikut

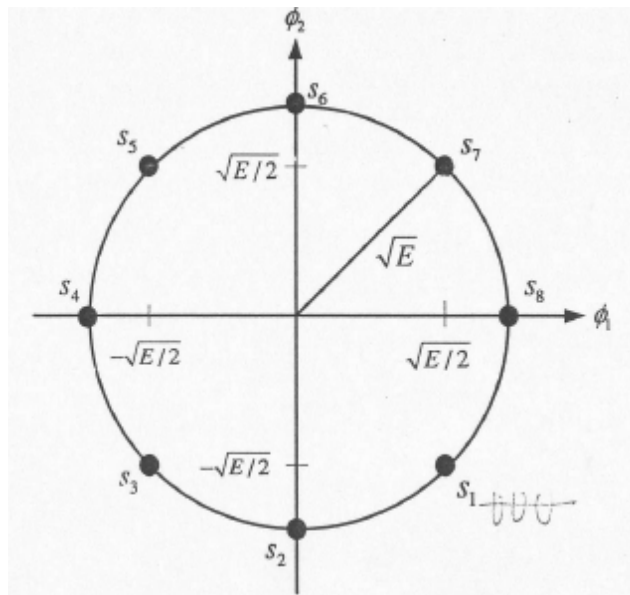
$$s_i(t) = s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t).\tag{5-67}$$

Pada sistem QPSK terdapat empat vector yaitu $s_i = (s_{i1}, s_{i2})$ untuk $i = 1, 2, 3, 4$ yang mana dapat direpresentasikan sebagai poin sinyal pada signal – space diagram seperti pada gambar 5-21.

Sangat mungkin untuk meningkatkan pesat bit transmisi dengan meningkatkan jumlah sinyal pada konstelasi sinyal. Sebagai contoh, kita dapat menggandakan sinyal QPSK, menghasilkan sinyal dalam 8 poin seperti yang ditunjukkan pada gambar 5-22. Sinyal konstelasi ini disebut 8PSK dimana dapat mentransmisikan tiga bit pada setiap sinyal interval tanpa meningkatkan lebar bidang (bandwidth) transmisi. Sistem 8 QPSK lebih efisien dari sistem QPSK. Bagaimanapun, pada jumlah bit yang ditransmisikan sama, jarak antara bit yang terdekat, 8PSK lebih dekat daripada QPSK, maka detector 8PSK lebih sering mengalami kesalahan. Oleh karenanya, kita membayarnya dengan mengorbankan bit error rate. Untuk menghasilkan pesat bit error yang sama dengan sistem QPSK, kita harus memperbesar energy sinyal yang dikirim. Keuntungan yang didapat dari sistem QPSK adalah peningkatan pesat data tidak selalu menuntut peningkatan bandwidth.



Gambar 5-22 Signal-space diagram untuk sistem QPSK



Gambar 5-22 Signal-space diagram dari sistem SPSK koheren

Quadrature Amplitude Modulation

Pada bagian yang sebelumnya telah dibahas mengenai system BPSK, QPSK, dan 8PSK. Mari kita perhatikan signal-space diagram dari ketiga system tersebut pada gambar 5-21, 5-22 dan ditampilkan kembali pada gambar 5-23.

Dari gambar tersebut dapat kita simpulkan bahwa system BPSK, QPSK, dan 8PSK dapat dilihat merupakan sebuah kasus khusus dari suatu system modulasi digital yaitu PSK (Phase Shift Keying). Sinyal yang dikirim hanya

memiliki perbedaan pada fasenya saja. Untuk BPSK, beda fase adalah sebesar π , untuk QPSK adalah $\frac{\pi}{2}$, dan untuk 8PSK adalah $\frac{\pi}{4}$. Oleh karena itu dapat kita generalisasikan konsep tersebut menjadi system M -ary PSK.

Kita asumsikan bahwa kita akan mengirim sejumlah k bit secara bersama-sama. Dinyatakan bahwa $M = 2^k$, secara umum sinyal yang ditransmisikan pada sebuah system M -ary PSK dapat direpresentasikan sebagai berikut

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{M}\right) \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, M \quad (5.68)$$

Tiap $s_i(t)$ menyatakan sebuah kemungkinan keadaan saat mengirimkan k bit secara bersamaan. Sinyal dapat juga dinyatakan dengan persamaan

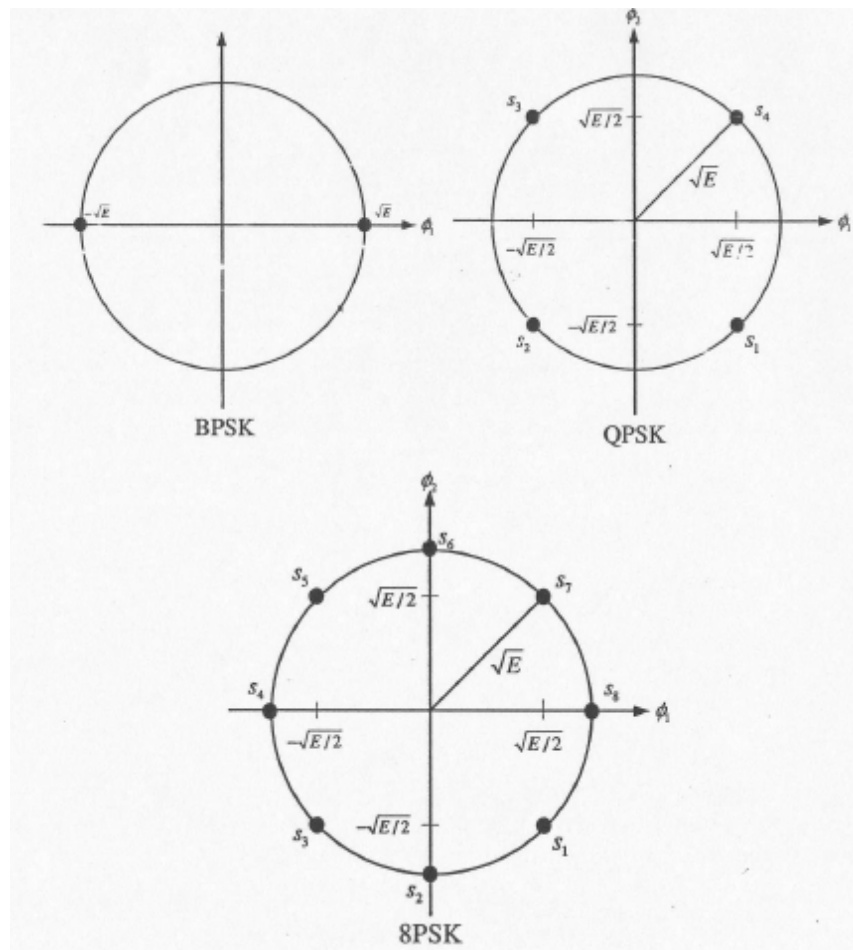
$$s_i(t) = s_{i1}\phi_1(t) + s_{i2}\phi_2(t) \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, M \quad (5-69)$$

Dimana $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$ didefinisikan sebagai berikut

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) & 0 \leq t \leq T \\ \phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) & 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (5.70)$$

Lalu secara mudah dapat dilihat bahwa

$$s_{i1} = \sqrt{E} \cos\left((2i-1)\frac{\pi}{M}\right) \text{ dan } s_{i2} = -\sqrt{E} \sin\left((2i-1)\frac{\pi}{M}\right) \quad (5-71)$$



Gambar 5-23 Signal-space diagrams untuk sistem BPSK, QPSK dan SPSK

Kita dapat menggambar lokasi vector (s_{i1}, s_{i2}) pada signal-space diagram. Hasilnya menunjukkan bahwa untuk system PSK, lokasi vector (s_{i1}, s_{i2}) adalah pada lingkaran dengan jari-jari $\sqrt{E}$. Oleh karena itu pada system M-ary PSK titik-titik informasi selalu terletak pada lingkaran dengan jari-jari $\sqrt{E}$.

Berikut ini adalah algoritma modulasi untuk system 8PSK:

- Carilah indeks i yang sesuai untuk tiap bit yang ditransmisikan (m_1, m_2, m_3) pada table korespondensi di bawah ini

Table 5-3 Kemungkinan pelabelan dari (m_1, m_2, m_3)

(m_1, m_2, m_3)	i
(0,0,0)	1
(0,0,1)	2
(0,1,0)	3
(0,1,1)	4
(1,0,0)	5
(1,0,1)	6
(1,1,0)	7
(1,1,1)	8

- Mengirim sinyal keluar berdasarkan persamaan (5.68) dengan menggunakan i yang telah ditentukan.

Lalu berikut ini adalah algoritma demodulasi untuk system 8PSK:

- Untuk sinyal $s_i(t)$, lakukan perkalian $(s_i(t), \cos(2\pi f_c t))$ dan $(s_i(t), \sin(2\pi f_c t))$ untuk mengetahui s_{i1}, s_{i2} sesuai persamaan (5-70)
- Gunakan nilai s_{i1} atau s_{i2} untuk menemukan indeks i berdasarkan persamaan (5-71)
- Dari table hubungan antara (m_1, m_2, m_3) dan i , tentukan nilai (m_1, m_2, m_3) yang terkait.

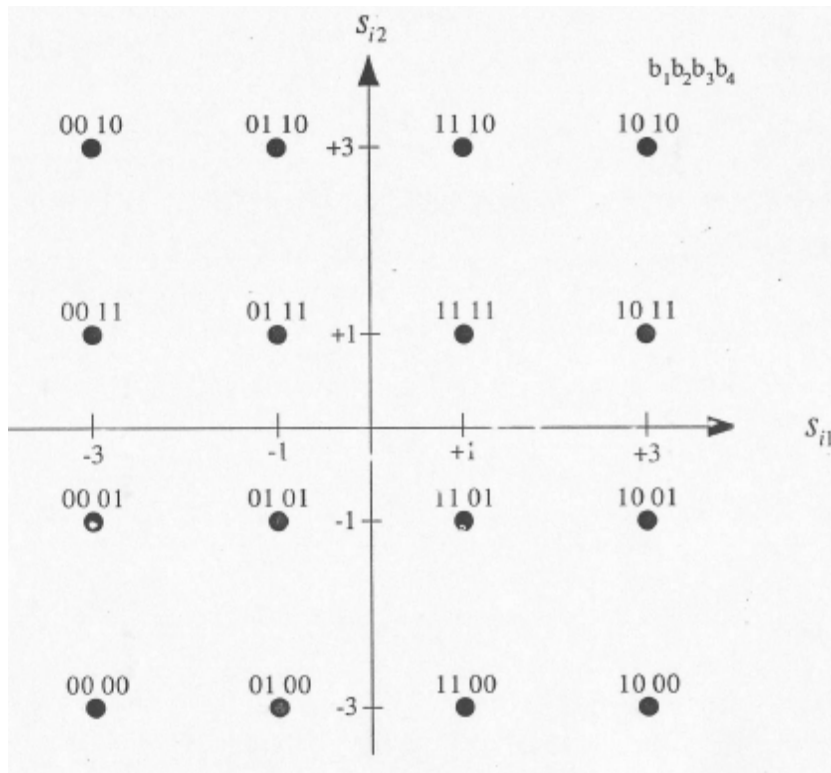
Skema di atas dapat digunakan untuk semua system PSK. Saat kita mengirim sejumlah k bit secara bersamaan, kita menandai tiap kemungkinan keadaan $(x_1, x_2, \dots, x_k)$ sebagai i yang berbeda, $1 \leq i \leq 2^k$, dan setelah keadaan ini muncul kita gunakan persamaan (5-71) untuk menentukan s_{i1} dan s_{i2} .

Kembali berdasarkan gambar (5-22) dengan delapan titik sinyal yang semuanya tersebar pada lingkaran. Jika dibandingkan dengan empat titik sinyal pada sebuah lingkaran, delapan titik ini lebih rapat satu sama lain. Hal ini menandakan *error-rate* yang lebih tinggi. Jika kita mengirim lebih banyak lagi bit bersamaan, kita akan mendapati titik-titik yang lebih banyak pada lingkaran dan tentunya *error-rate* yang lebih tinggi. Lalu sekarang akan kita bahas sebuah metode baru untuk mencegah hal tersebut, yaitu menggunakan system M-ary quadrature amplitude modulation (M-QAM).

Pada system M-QAM kendala yang ada pada persamaan 5-68 dihilangkan dan komponen s_{i1} dan s_{i2} dimodulasikan secara terpisah. Sebuah sinyal M-ary QAM dapat diekspresikan sebagai

$$s_i(t) = s_{i1}\phi_1(t) + s_{i2}\phi_2(t) \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, M \quad (5-72)$$

Dimana $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$ ortogonal, sehingga dua pesan yang terpisah dapat dimodulasi oleh amplitud s_{i1} dan s_{i2} dari sinyal $\phi_1(t)$ dan $\phi_2(t)$. Nilai s_{i1} dan s_{i2} dapat berupa angka dari sebuah set angka tertentu. Sebagai contoh modulasi 16-QAM, s_{i1} dan s_{i2} dapat berupa angka dari $\{-3, -1, +1, +3\}$. Konstelasi sinyal dapat dilihat pada gambar 5-24. Karena ada $16 = 2^k$ titik pada diagram konstelasi, maka system mapu mengirimkan 4 bit pada tiap interval sinyal. Asumsikan bahwa pesan titik ditunjukkan oleh vector (b_1, b_2, b_3, b_4) dengan $b_i \in \{0, 1\}$. Vektor pesan (b_1, b_2, b_3, b_4) dibagi menjadi dua vector yaitu (b_1, b_2) dan (b_3, b_4) . Lalu vector pertama dipetakan pada s_{i1} dan vector kedua dipetakan pada s_{i2} .



Gambar 5-24 Konstelasi Sinyal untuk 16-QAM

Pada kasus yang sama kita mungkin dapat menambah konstelasi sinyal menjadi 64-QAM atau yang lebih tinggi lagi, sebagai contoh yaitu 256-QAM. Perlu dicatat bahwa keuntungan dari besarnya konstelasi sinyal adalah makin banyak bit data yang bisa dikirimkan bersamaan, dan pesat data yang ditransmisikan meningkat. Dengan menggunakan system PSK yang memiliki daya transmisi yang tetap, maka kemungkinan symbol error akan meingkat seiring dengan jarak titik yang semakin dekat karena rapatnya konstelasi. Sehingga system M-QAM lebih disukai karena konstelasi tidak begitu rapat seperti pada system PSK.

Keuntungan menggunakan system M-ary PSK dan M-QAM adalah bandwidth akan berkurang jika pesat bit dipertahankan sama, dan pesat bit akan meningkat jika bandwidth dipertahankan sama.

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Skema modulasi yang telah dibahas sebelumnya hanya membutuhkan sebuah carrier dengan frekuensi tetap, dan pada bagian ini akan kita bahas skema modulasi dengan banyak carrier dengan frekuensi yang berbeda yang disebut system multi-carrier. Skema OFDM adalah sebuah kasus dimana sebuah aliran bit ditransmisikan melalui sejumlah subcarrier, yang tiap pasangan subcarriernya orthogonal.

Pada system OFDM, frekuensi sinyal dibagi menjadi N subchannel frekuensi. Tiap subchannel dimodulasi oleh symbol yang berbeda dan N sinyal dari semua subchannel ditumpuk dan ditransmisikan melalui kanal. Karena semua

sinyal dari subchannel digabung pada transmitter, maka penting untuk memisahkan symbol informasi dari masing-masing subchannel pada penerima. Permasalahan ini dapat teratasi dengan memanfaatkan sifat ortogonalitas.

Sebuah sinyal OFDM terdiri dari penjumlahan dari subcarrier yang termodulasi dengan menggunakan PSK atau QAM. Pada system OFDM, sejumlah N bit ditransmisikan pada interval symbol yang sama. Untuk bit ke- i jika berupa 1 (atau 0), m_i akan bernilai +1 (atau -1). T adalah durasi dari symbol OFDM. Maka pesat transmisi adalah $\frac{N}{T}$ bit/detik. Sinyal OFDM dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$s(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} m_{k+\frac{N}{2}} \cos(2\pi(f_c + k\Delta f)t) \quad \text{for } 0 \leq t \leq T \quad (5-73)$$

Dimana f_c adalah frekuensi carrier dan Δf adalah bandwidth tiap subchannel.

Sistem OFDM dapat dikombinasikan dengan system PSK atau QAM. Pada kedua system PSK dan QAM digunakan satu buah carrier saja untuk mengirim lebih dari satu bit, sedangkan pada OFDM digunakan N subcarrier. Jika persamaan 5-73 digunakan, maka tiap subcarrier hanya untuk satu bit saja. Dengan menggabungkan PSK atau QAM dengan OFDM, maka tiap subcarrier dapat diperuntukkan untuk lebih dari satu bit dan sebuah sinyal harus diikutsertakan pada persamaan 5-73 yaitu $\sin(2\pi(f_c + k\Delta f)t)$. Maka persamaannya menjadi :

$$s(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} m_{k+\frac{N}{2}} \cos(2\pi(f_c + k\Delta f)t) + m_{k+\frac{N}{2}} \sin(2\pi(f_c + k\Delta f)t) \quad (5-74)$$

Untuk $0 \leq t \leq T$.

Dengan melakukan inverse discrete Fourier transform (IDFT) kita dapatkan $s(t)$. Hal inilah yang menyebabkan system OFDM dapat diimplementasikan secara efisien.

Jika $\phi_k(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi(f_c + k\Delta f)t)$ untuk $0 \leq t \leq T$ dan $k = -\frac{N}{2}, \dots, \left(\frac{N}{2}\right) - 1$. Dapat kita tunjukkan bahwa

$\Delta f = \frac{1}{T}$ adalah jarak kanal terkecil sehingga $\phi_i(t)$ dan $\phi_j(t)$ untuk $i \neq j$ adalah orthogonal. Untuk membuktikannya orthogonalitas diantara keduanya kita mempunyai

$$\begin{aligned} & (\phi_i(t), \phi_j(t)) \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T \cos(2\pi(f_c + i\Delta f)t) \cos(2\pi(f_c + j\Delta f)t) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T \cos(2\pi(i - j)\Delta f t) + \cos(2\pi(2f_c + (i + j)\Delta f)t) dt \\ &= \begin{cases} 1 & \text{for } i = j \\ 0 & \text{for } i \neq j \end{cases} \end{aligned} \quad (5-75)$$

Pada pembuktian di atas, kedua persamaan $f_c = \frac{c}{T}$ dan $\Delta f = \frac{1}{T}$ digunakan.

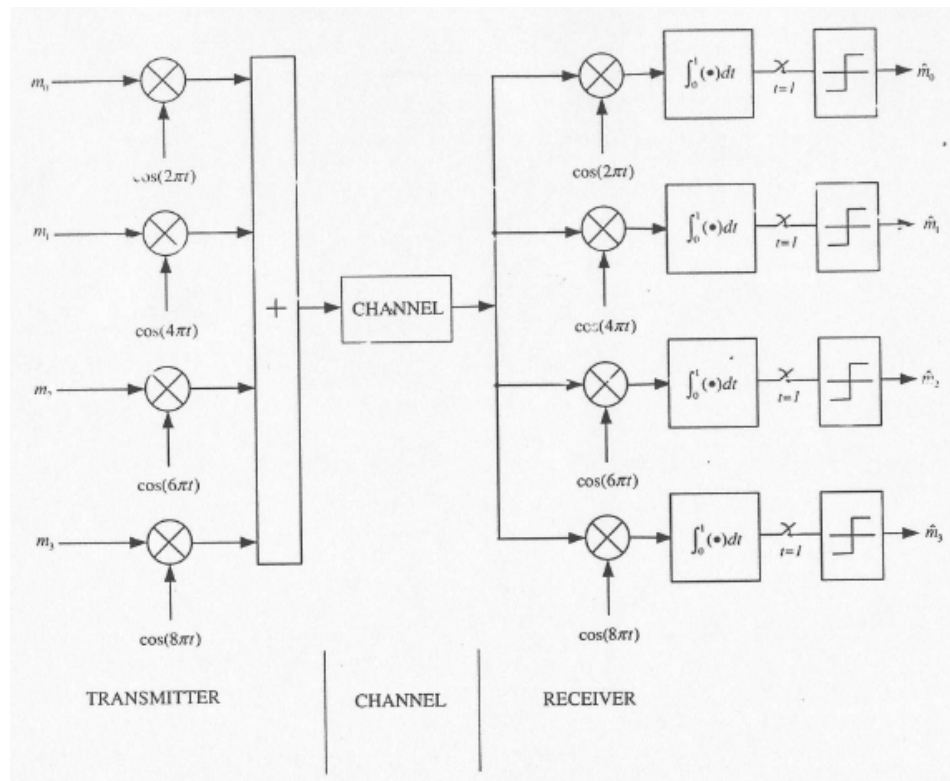
Ortogonalitas $\phi_i(t)$ dan $\phi_j(t)$ dapat juga dibangun dengan mengamati $f_c = \frac{c}{T}$ dan $\Delta f = \frac{1}{T}$. Dinyatakan bahwa $f_0 = \frac{1}{T}$. Lalu didapatkan persamaan $\phi_k(t) = \cos(2\pi(c+k)f_0 t)$. Telah kita buktikan bahwa $\phi_i(t)$ dan $\phi_j(t)$ ortogonal untuk $i \neq j$. Sekarang dengan mudah diasumsikan bahwa sinyal yang diterima adalah tanpa distorsi, persamaan sinyal yang diterima :

$$s(t) = \sqrt{\frac{T}{2}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} m_{k+\frac{N}{2}} \phi_k(t) \quad \text{for } 0 < t < T \quad (5-76)$$

Permasalahannya sekarang adalah bagaimana memodulasi pesan biner $m_{j+\frac{N}{2}}$ yang dibawa oleh subcarrier ke- j . Penyelesaiannya adalah dengan melewati sinyal yang diterima melalui sebuah korelator yang mengkorelasi sinyal $\phi_j(t)$. Output korelator ke- j dapat dinyatakan :

$$\begin{aligned} x_{j+\frac{N}{2}} &= \int_0^T r(t) \phi_j(t) dt \\ &= \int_0^T \sqrt{\frac{T}{2}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} m_{k+\frac{N}{2}} \phi_k(t) \phi_j(t) dt \\ &= \sqrt{\frac{T}{2}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} m_{k+\frac{N}{2}} \int_0^T \phi_k(t) \phi_j(t) dt \\ &= \sqrt{\frac{T}{2}} m_{j+\frac{N}{2}} \end{aligned} \quad (5-77)$$

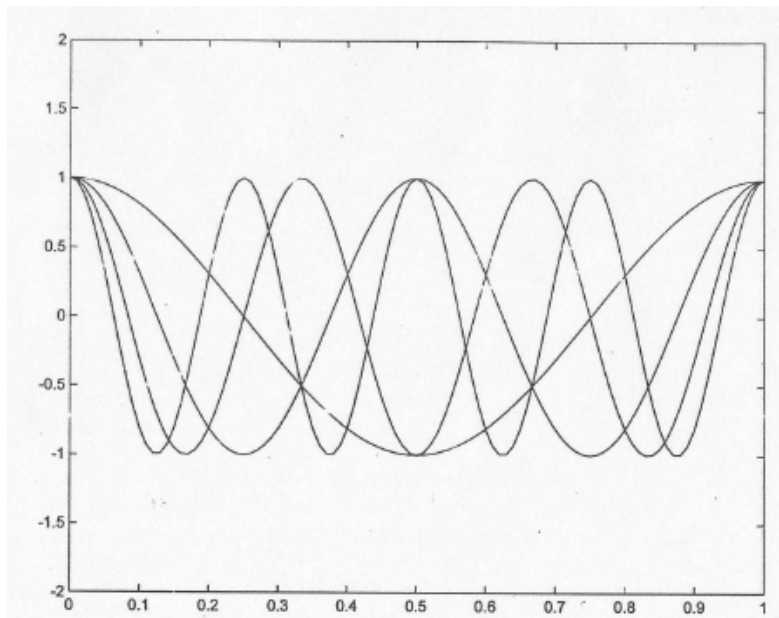
Persamaan terakhir muncul karena $\phi_k(t)$ dan $\phi_j(t)$ orthonormal untuk $k \neq j$. Oleh karena itu semua bit informasi pada semua subcarrier dapat dipisahkan pada penerima dan dideteksi secara terpisah. Gambar 5.25 mengilustrasikan sebuah system OFDM simpel dengan empat buah carrier. Frekuensi carrier f_c diset pada 3 Hz dan Δf diset pada 1 Hz. Bit informasi (m_0, m_1, m_2, m_3) adalah BPSK termodulasi dengan carrier 1, 2, 3, dan 4 Hz. Hasil sinyal dari tiap subcarrier digabung dan yang dikirimkan sepanjang kanal. Pada receiver, corelator digunakan untuk memisahkan informasi bit pempawa oleh masing-masing subcarrier. Sinyal keluaran dari korelator dibandingkan dengan threshold yang diset ke nol. Jika output sinyal adalah lebih dari nol maka bit 1 dibangkitkan, bila sebaliknya maka bit nol yang dibangkitkan.



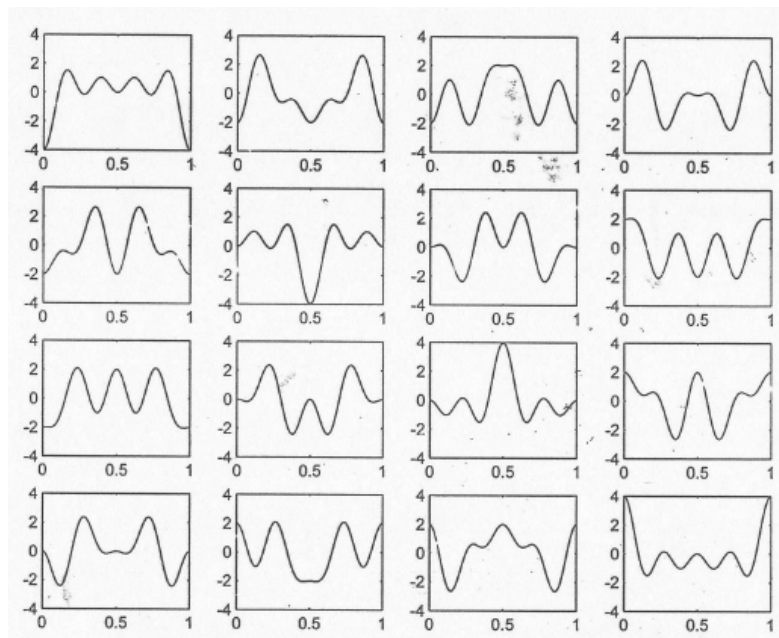
Gambar 5-25 Transmitter dan receiver OFDM dengan empat subcarrier

Gambar 5-26 menunjukkan seluruh 4 carrier . Pada contoh ini seluruh subcarrier mempunyai amplitudo dan fase yang sama tapi pada kenyataannya amplitudo dan fase dimodulasikan dengan berbeda. Gambar 5-27 menunjukkan seluruh kemungkinan gelombang sebagai (m_0, m_1, m_2, m_3) yang memiliki 16 kombinasi.

Jika OFDM diimplementasikan seperti pada gambar 5-25, N oscillator harus digunakan, yang sulit dilakukan. Sebenarnya modulator OFDM dan demodulator dapat diimplementasikan dengan mudah dengan diskret Fourier transform (DFT). Pada dasarnya kita akan menitik beratkan satu langkah pada modulasi sinyal yang dapat diimplementasikan dengan teknik transformasi Fourier invers diskret



Gambar 5-26 Sinyal carrier OFDM



Gambar 5-27 Kombinasi 16 sinyal OFDM

Dari persamaan (5-73) dengan $\Delta f = 1/T$ maka

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos(2\pi(f_c + k\Delta f)t) \\
 &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos\left(2\pi \frac{k}{T}t + 2\pi f_c t\right) \quad \text{untuk } 0 < t < T
 \end{aligned} \tag{5-78}$$

$$= \text{Re} \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j \frac{2\pi k t}{T}} e^{j 2\pi f_c t} \right)$$

Untuk QPSK atau modulasi QAM, dari persamaan (5-74) kita peroleh

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2,1} \cos(2\pi(f_c + k\Delta f)t) + m_{k+N/2,2} \sin(2\pi(f_c + k\Delta f)t) \\ &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2,1} \cos(2\pi(\frac{k}{T}t + 2\pi f_c t) + m_{k+N/2,2} \sin(2\pi(\frac{k}{T}t + 2\pi f_c t)) \quad (5-79) \\ &= \text{Re} \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j \frac{2\pi k t}{T}} e^{j 2\pi f_c t} \right) \end{aligned}$$

Dimana $m_{k+N/2} = m_{k+N/2,1} - jm_{k+N/2,2}$ adalah bilangan kompleks. Seluruh nilai $m_{k+N/2}$ dapat diplotkan ke kawasan kompleks dimana akan sama nilainya dengan konstelasi sinyal. Oleh karena itu dari QPSK atau QAM Nilai informasi $m_{k+N/2}$ adalah bilangan kompleks

$$s'(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j \frac{2\pi k t}{T}} \quad (5-80)$$

Dengan $s'(t)$ adalah sinyal baseband

$$s(t) = \text{Re}(s'(t) e^{j 2\pi f_c t}) \quad (5-81)$$

$$s'(t) = s'_1(t) + js'_2(t) \quad (5-82)$$

Perlu digarisbawahi bahwa $s'(t)$ adalah fungsi kompleks dari waktu yang dibuat untuk dihasilkan. Sekarang kita lihat

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}(s'(t) e^{j 2\pi f_c t}) \\ &= \text{Re}[(s'_1(t) + js'_2(t))(\cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t))] \\ &= \text{Re}[s'_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s'_2(t) \sin(2\pi f_c t) + j(s'_2(t) \cos(2\pi f_c t) + s'_1(t) \sin(2\pi f_c t))] \\ &= s'_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s'_2(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (5-83) \end{aligned}$$

Persamaan $s(t)$ dapat didapat setelah $s'(t)$ diperoleh. Perlu digaris bawahi bahwa $s'(t)$ diperoleh dipersamaan (5-80). Di persamaan tersebut, nilai m_i diberikan untuk menghitung $s'(t)$ untuk semua t . Metode untuk mendapatkan $s'(t)$ yaitu

1. Kita hanya menghitung $s'(t)$ untuk N point, untuk $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$

$$s'_i = s' \left(\frac{iT}{N} \right) \quad \text{untuk } i = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad (5-84)$$

2. Setelah diperoleh $s'_0, s'_1, \dots, s'_{N-1}$. Dari persamaan (5-84) dan (5-80) kita peroleh

$$\begin{aligned} s'_i &= s' \left(\frac{iT}{N} \right) \\ &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi \left(\frac{iT}{N} \right) \frac{1}{T}} \\ &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi k i / N} \\ &= \sum_{k=0}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi k i / N} + \sum_{k=-N/2}^{-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi k i / N} \end{aligned} \quad (5-85)$$

$k' = k + N$, terminologi kedua dari persamaan (5-85) dapat diekspresikan sebagai

$$\begin{aligned} &\sum_{k=-N/2}^{-1} m_{k+N/2} e^{j \frac{2\pi k i}{N}} \\ &= \sum_{k'=N/2}^{N-1} m_{k'-N/2} e^{j \frac{2\pi (k'-N)i}{N}} \\ &= \sum_{k'=N/2}^{N-1} m_{k'-N/2} e^{j \frac{2\pi k' i}{N}} e^{j \frac{2\pi (-N)i}{N}} \\ &= \sum_{k'=N/2}^{N-1} m_{k'-N/2} e^{j \frac{2\pi k' i}{N}} e^{-j2\pi i} \end{aligned} \quad (5-86)$$

Dengan $e^{-j2\pi i} = 1$ sehingga persamaan 5-85 dapat ditulis sebagai

$$s_i = \sum_{k=0}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi k i / N} + \sum_{k=N/2}^{N-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi k i / N} \quad (5-87)$$

Kita definisikan

$$\begin{aligned} A'_k &= m_{k+N/2} && \text{untuk } 0 \leq k \leq N/2 - 1 \\ A'_k &= m_{k-N/2} && \text{untuk } 0 \leq k \leq N - 1 \end{aligned} \quad (5-88)$$

Kita peroleh

$$s'_i = \sum_{k=0}^{N-1} A'_k e^{j2\pi ki/N} \quad (5-89)$$

Dari persamaan (5-89) nilai s'_i ekuivalen dengan penghitungan transformasi fourier diskret dari A'_i . A'_i diperoleh dari m_i yang diketahui. Oleh karena itu waktu diskret dari sinyal termulasi s'_i dapat diperoleh dengan transformasi fourier invers diskret dari A'_i . Dalam prakteknya transformasi dapat diimplementasikan dengan sangat efisien dengan Invers fast Fourier Transform (IFFT) IFFT dapat sangat mengurangi perhitungan dengan memanfaatkan fungsi eksponensial. Dari diskusi tersebut, kita coba untuk meringkasnya

1. Menemukan $s(t)$ seperti yang didefinisikan di persamaan (5-78)

$$s(t) = \text{Re} \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi kt/T} e^{j2\pi f_c t} \right)$$

2. Menentukan $s'(t)$ menurut persamaan (5-80)

$$s'(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi kt/T}$$

$$s'(t) = s_1(t) + js_2(t)$$

Seperti di persamaan (5-82), kemudian menurut persamaan (5-83):c

$$s(t) = s'_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s'_2(t) \sin(2\pi f_c t)$$

3. Untuk menemukan $s'(t)$, pertama kita peroleh $A'_0, A'_1, \dots, A'_{N-1}$ dari $m_0, m_1, \dots, m_{N-1}$ menurut persamaan (5-88)
4. Kita hitung transformasi fourier invers diskret dari $A'_0, A'_1, \dots, A'_{N-1}$ dan diperoleh $s'_0, s'_1, \dots, s'_{N-1}$ dimana $s'_i(iT/N)$
5. Setelah diperoleh $s'_0, s'_1, \dots, s'_{N-1}$ kita peroleh s'_i dari interpolasi
6. Setelah diperoleh s'_i kita gunakan persamaan (5-83) untuk memperoleh $s(t)$. Persamaan (5-83) dapat diperoleh dari perspektif lain. Kita dapat menghitung dari persamaan tersebut

$$s(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos(2\pi f_c t) - s'_2(t) \sin(2\pi f_c t) \quad \text{untuk } 0 < t < T$$

$$s(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos(2\pi f_c t + k\Delta f t)$$

$$s(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi k \Delta f t) - \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi k \Delta f t)$$

$$s(t) = \cos(2\pi f_c t) \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos(2\pi k \Delta f t) - \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \sin(2\pi k \Delta f t) \quad (5-90)$$

Dengan $s'(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} e^{j2\pi k t / T}$

Maka

$$s'(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos(2\pi k \Delta f t) - j \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \sin(2\pi k \Delta f t) \quad (5-91)$$

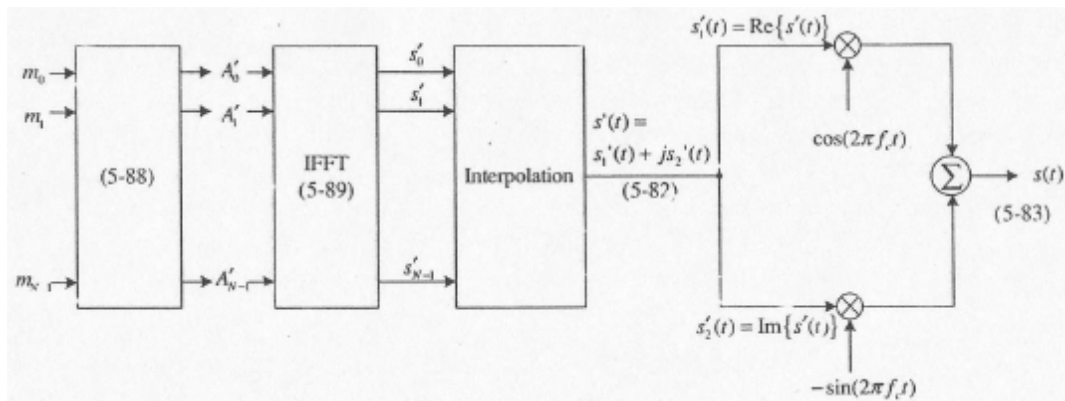
Apabila $s'_1(t) + j s'_2(t)$ maka

$$s'_1(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \cos(2\pi k \Delta f t)$$

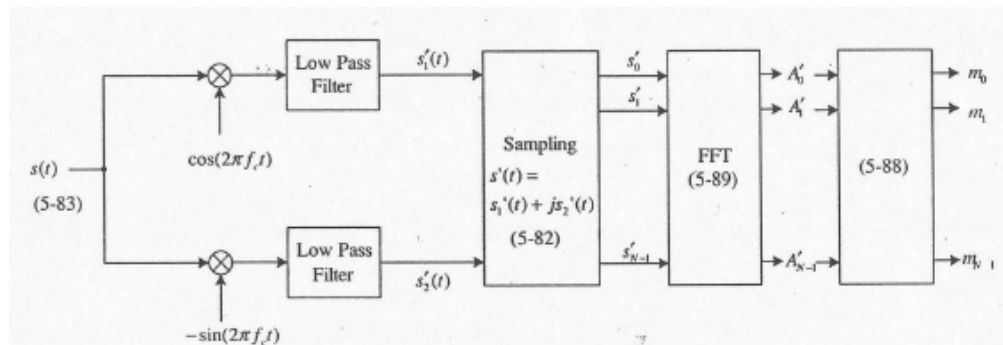
$$s'_2(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \sin(2\pi k \Delta f t) \quad (5-92)$$

Subtitusikan persamaan (5-92) ke persamaan (5-90) sehingga diperoleh persamaan (5-83)

Modulator yang menggunakan teknik diatas dapat ditunjukkan pada gambar 5-28(a) dimana interpolasi digunakan. Karena output IFFT adalah sinyal waktu diskret maka harus diubah ke dalam waktu kontinu dengan Parallel-to-serial converter yang diikuti dengan digital-to-analog converter



(a)



(b)

Gambar 5-28 Sistem OFDM sederhana dengan IFFT dan FFT. (a) modulator dan (b) demodulator

Di penerima, sinyal yang sampai adalah $s(t)$. Untuk mendemodulasikannya kita harus menemukan $s'_1(t)$ dan $s'_2(t)$. Untuk mendapatkannya kita mengikuti persamaan (5-83)

$$s(t) = s'_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s'_2(t) \sin(2\pi f_c t)$$

Untuk menemukan $s'_1(t)$ kita kalikan $s(t)$ dengan $\cos(2\pi f_c t)$. Diperoleh

$$s(t) \cos(2\pi f_c t) = s'_1(t) \frac{1}{2}(1 + \cos(4\pi f_c t)) - s'_2(t) \frac{1}{2} \sin(4\pi f_c t) \quad (5-93)$$

Pada persamaan (5-93), $\frac{1}{2} s'_1(t)$ menunjukkan frekuensi rendah. Oleh karena itu, $s'_1(t)$ dapat diperoleh dengan low pass filter. $s'_2(t)$ dapat diperoleh dengan mengalikan $s(t)$ dengan $\sin(2\pi f_c t)$. Setelah diperoleh $s'_1(t)$ dan $s'_2(t)$ kita dapat menemukan $s'(t) = s'_1(t) + j s'_2(t)$

Pembaca yang masih dasar mungkin sukar dengan masalah ketika OFDM diimplementasikan dengan teknik FFT. Sistem OFDM didasari oleh ortogonalitas

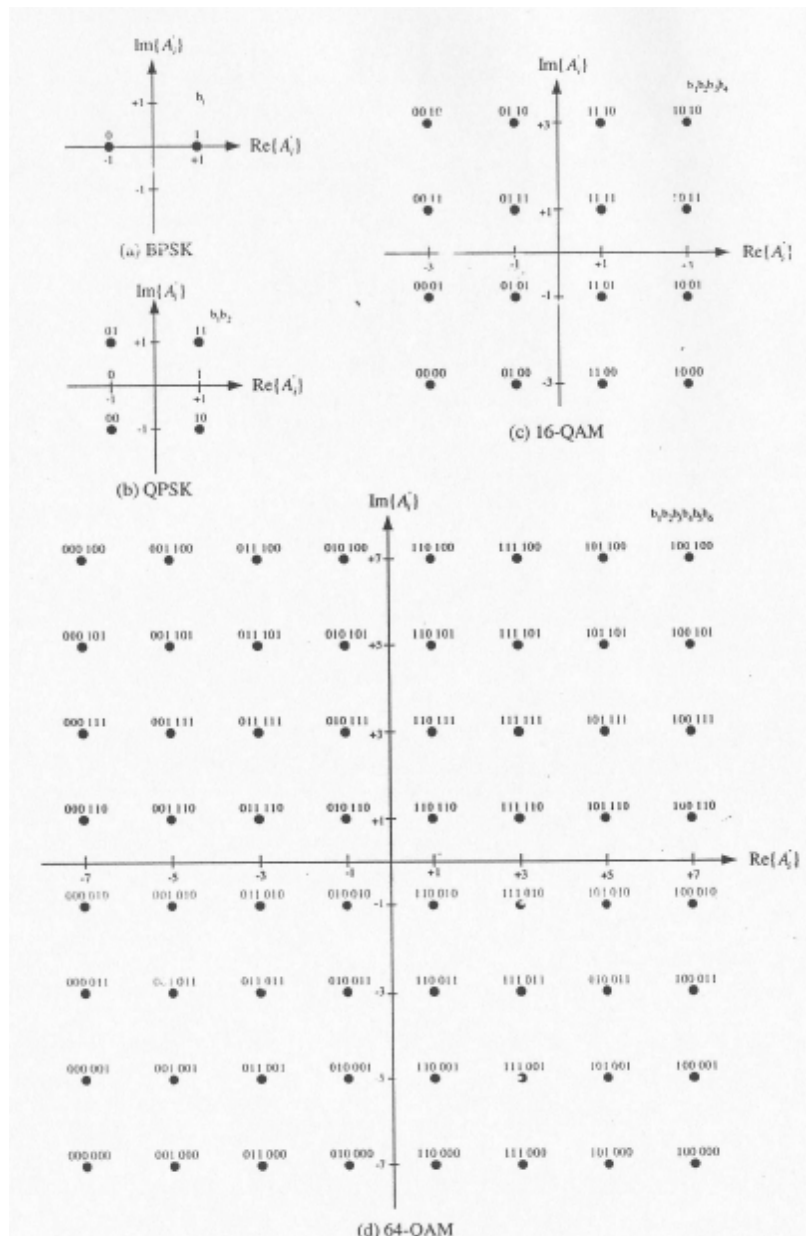
OFDM pada Wireless Local Area Network

OFDM digunakan oleh IEEE802.11 sebagai standar untuk wireless local area network (WLANs). IEEE802.11 mendukung pesat data untuk 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 dan 54Mbps. Untuk pesat data yang berbeda, digunakan kode konvolusi yang berbeda dan tipe modulasi yang berbeda. Pada bagian ini hanya tipe modulasi yang akan dibahas.

Untuk IEEE 802.11, jumlah total subcarrier adalah $N = 64$. Walaupun memiliki 64 subcarrier, hanya 52 yang aktif dan subcarrier lainnya diatur menjadi nol. Dari persamaan (5-80), subcarrier yang aktif berada pada rentang -26 sampai $+26$, tidak termasuk 0. Berdasarkan persamaan (5-88), hanya $A'_1, A'_2, \dots, A'_{26}, A'_{38}, A'_{39}, \dots, A'_{63}$ yang membawa informasi, selainnya diatur nilainya menjadi 0. Untuk ruang kanal $\Delta f_c = \frac{1}{T} = 312,5 \text{ kHz}$. Kemudian total lebar bidang (bandwidth) dari OFDM $312,5 \times 26 \times 2 = 15.250 \text{ MHz}$.

Keuntungan lain dari menggunakan sistem OFDM adalah sejumlah N bit dikirimkan secara bersamaan. kemudian durasi symbol sedikit lebih panjang seperti N dan sedikit lebih besar. Jika hanya satu bit yang dikirimkan,

maka durasi symbol akan lebih pendek. Selain itu sistem OFDM baik digunakan pada sistem ADSL. ADSL (Asymetrical Digital Subscriber Line) adalah sistem yang digunakan untuk menghubungkan komputer dengan internet. Sistem ini menggunakan OFDM dimana ruang subkanal $\Delta f = 4.312 \text{ KHz}$, dan frekuensi terendah juga 4.312 KHz. Total lebar bidang (bandwidth) adalah 1.104 MHz .



Gambar 5-29 Konstelasi Sinyal untuk standar IEEE. 802.11a : (a) BPSK; (b) QPSK; (c)16-QAM; (d) 64-QAM

Sinyal diskret dapat diubah ke sinyal kontinu dengan parallel-to-serial converter yang diikuti dengan Digital-to-analog(D/A) converter dengan sampling rate N/T . Pada akhirnya sinyal dapat dikonversikan ke frekuensi carrier kemudian ditransmisikan.

Pada receiver, karena sinyal memungkinkan terkena atenuasi, maka digunakan low-noise amplifier (LNA) untuk menguatkan sinyal keluaran.sinyal. Kemudian sinyal dipenerima dikonversikan ke dalam baseband frekuensi yang setara dengan perkalian sinyal yang diterima berupa gelombang cosinus dan sinus dengan frekuensi carrier. Hasil sinyal adalah $s'(t)$ yang berupa bilangan kompleks. Bagian nyata dari $s'(t)$ adalah bagian atas sinyal percabangan dan bagian imajiner dari bawah percabangan yang tampak pada gambar 5-28.

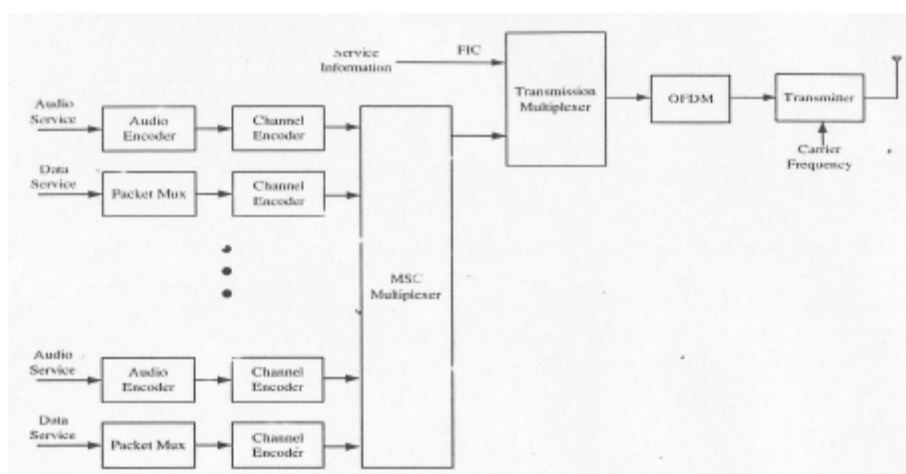
IEEE 802.11a mendukung penggunaan user yang banyak. Mekanisme untuk menangani masalah akses jamak adalah dengan teknik Carrier-sense Multiple Access (CSMA).

5.9 Audio Broadcast Menggunakan OFDM dan TDMA

Sistem Digital Audio Broadcast (DAB) merupakan sistem multimedia broadcast baru yang akan menempatkan layanan broadcast audio AM dan FM dimasa depan. DAB dikembangkan pada tahun1990 oleh Eureka147/DAB project. DAB menyediakan kualitas audio digital yang tinggi dibandingkan dengan kualitas CD, dan juga dapat mengirimkan program yang terhubung data, dan menjamakkan servis data. DAB menggunakan multiplexer untuk mengelompokkan stasiun radio bersama.

Transmitter DAB sederhana ditunjukkan pada gambar 5-30. Sistem DAB mengkombinasikan dua teknologi utama untuk menyediakan layanan audio berkualitas tinggi dan tahan terhadap penerimaan sinyal wireless. Teknologi pertama adalah kompresi audio dan teknologi kedua adalah OFDM. Kompresi audio diperlihatkan pada blok diagram gambar 5-30, yang dapat secara efisien mengurangi kebutuhan bit rate dengan tetap menjaga kualitas audio tersebut. OFDM digunakan untuk menjaga agar tahan terhadap penerimaan sinyal wireless. Teknologi penting lainnya yang digunakan DAB adalah TDMA.

Layanan data utama seperti audio, data, dan informasi dikirim oleh transmitter DAB. Audio dan data di encodekan dan dikirim melalui kanal main service (MSC) multiplexer. Kanal data interleaving akan dibagi kebeberapa subchannels yang masing-masing diencodekan oleh enkoder konvolusional.



Gambar 5-30 Transmitter DAB

Informasi layanan akan dikirimkan melalui fast information channel (FIC) yang menyediakan akses cepat bagi informasi kepada penerima. Sebagai contoh, penerima harus mengetahui bagaimana layanan yang berbeda mengalami proses multipleks sehingga dapat dengan tepat didemultipleks kemudian dan mengetahui layanan mana yang akan diterima. Informasi layanan akan menyediakan multiplex configuration information (MCI) pada penerima.

DAB menyediakan beberapa mode transmisi, yaitu : TM I, TM II, TM III, dan TM IV untuk kondisi yang berbeda. Tabel 5-5 memberi informasi tentang parameter-parameter penting pada system OFDM. Hal yang akan focus dibahas adalah teknik modulasi dari DAB. Telah dinyatakan jumlah subcarrier pada system OFDM adalah N , maka dari N buah subcarrier itu hanya K yang diaktifkan sedangkan lainnya diset bernilai nol. Seperti pada table 5-5, N dan K berbeda untuk mode transmisi yang berbeda. Sebagai tambahan, untuk mengurangi biaya penerima DAB, system DAB menggunakan teknik modulasi yang sangat sederhana yang disebut Differential Quadrature-phase-shift Keying (DQPSK) yang merupakan variasi dari QPSK.

Tabel 5-5 Mode Transmisi DAB dan parameter OFDM yang berhubungan

OFDM parameters			
Mode	N	K	$\Delta f = 1/T$
TM I	2048	1536	1 kHz
TM II	512	384	4 kHz
TM III	256	192	8 kHz
TM IV	1024	768	2 kHz

Pada table 5-5 T adalah durasi symbol dan $\Delta f = \frac{1}{T}$ adalah bandwidth tiap subchannel. Maka didapat total bandwidth sinyal OFDM adalah $K\Delta f = 1,5 \text{ MHz}$ untuk semua mode transmisi.

Karena system DAB menggunakan teknologi OFDM, maka ada beberapa pita frekuensi yang dipakai oleh standard DAB. Stasiun radio digital dapat menggunakan satu frekuensi untuk menyiarkan beberapa program merupakan keuntungan yang didapat karena DAB menggunakan teknologi TDMA. Sehingga pendengar dapat memilih satu stasiun pemancar dan memilih program di dalamnya. DAB dapat melakukan hal tersebut karena fakta bahwa data berupa data digital dan lebih mudah diimplementasikan pada teknologi TDMA.

Aturan Inner Product Pada Modulasi Digital

Pada bagian sebelumnya walaupun teknik modulasi yang berbeda telah dipelajari namun masih ada sebuah prinsip dasar yaitu menggunakan konsep inner product. Dengan memperhatikan system FSK, kita mempunyai dua sinyal yaitu $\cos(2\pi f_1 t)$ dan $\cos(2\pi f_2 t)$. Pada suatu saat kita menerima sinyal baik itu $\cos(2\pi f_1 t)$ atau $\cos(2\pi f_2 t)$

akan dinamakan $y(t)$. Untuk mendeteksi sinyal mana yang dikirim, maka akan kita gunakan konsep inner product. Jika kita mengalikan $y(t)$ dengan $\cos(2\pi f_1 t)$ dan $\cos(2\pi f_2 t)$ lalu mengintegalkannya, maka akan kita ketahui apakah sinyal yang ditransmisikan adalah berupa 1 atau 0. Inilah konsep dasar dari mekanisme demodulasi yang akan kita lakukan. Mekanisme ini bekerja berdasarkan fakta bahwa kedua sinyal $\cos(2\pi f_1 t)$ dan $\cos(2\pi f_2 t)$ adalah orthogonal. Lalu mari kita mengamati sinyal gabungan pada QPSK di bawah ini:

$$s_i(t) = s_{i1} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) + s_{i2} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t)$$

Tugas kita adalah mendeteksi s_{i1} dan s_{i2} . Hal ini dapat dengan mudah dilakukan karena $\cos(2\pi f_c t)$ dan $\sin(2\pi f_c t)$ orthogonal. Untuk mendeteksinya, kita akan mengalikan s_{i1} dengan $\cos(2\pi f_c t)$ lalu mengintegalkannya, dan mengalikan s_{i2} dengan $\sin(2\pi f_c t)$ lalu mengintegalkannya.

Akhirnya kini kita dapat mengetahui bagaimana OFDM bekerja. Meskipun kita telah mencampur sebuah set sinyal dengan frekuensi berbeda, kita telah meyakinkan bahwa masing-masing orthogonal satu sama lain. Untuk mendeteksi sinyal dengan frekuensi tertentu, misal $f_c + i\Delta f$, kita hanya harus mengalikan sinyal yang diterima dengan $\cos(2\pi (f_c + i\Delta f)t)$ dan mengintegalkannya. Hanya koefisien yang terasosiasi, $m_{i+N/2}$ bertahan dan seluruh koefisien lain menghilang.