

TUGAS RANGKUMAN BAB 5 (PDF)

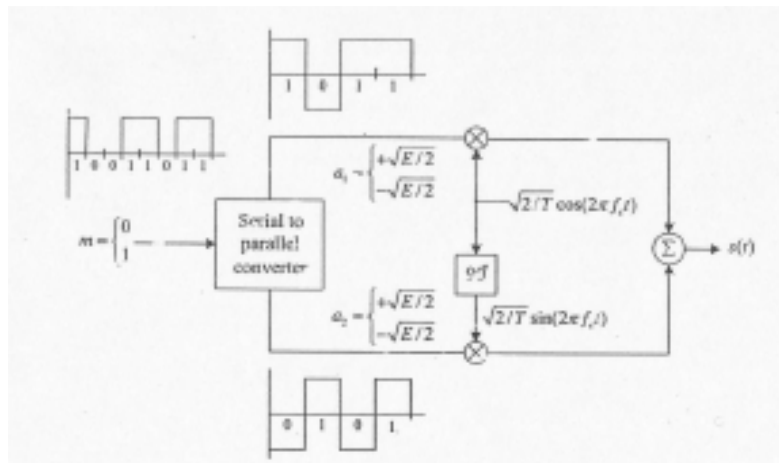
Muhammad Fitrah Sugita – 30376

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. Jika 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 $\sqrt{2/T} \sin[(2\pi)f_c t]$).

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

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

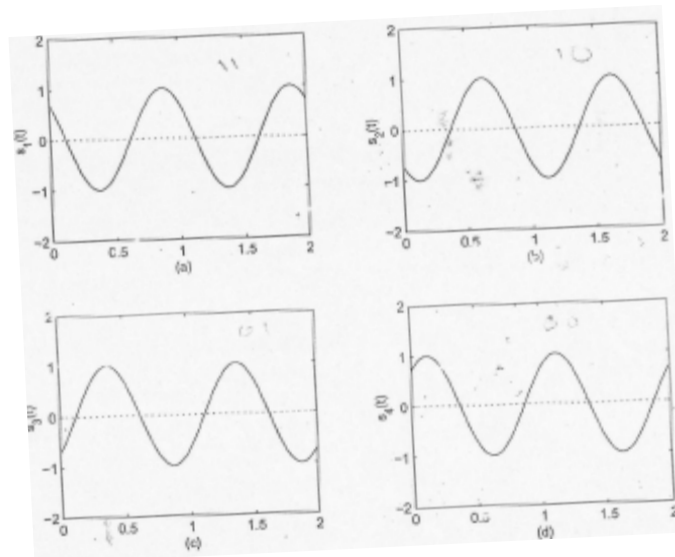
Table 5-2 karakteristik Signal-space dari QPSK

	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.



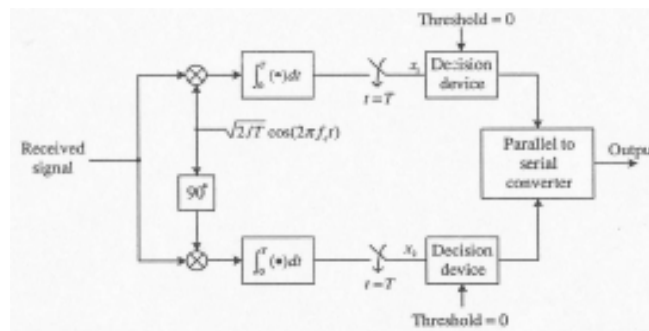
Gambar 5-18 empat sinyal QPSK $s_i(t)$ untuk $i = 1, 2, 3, 4$, dimana $f_c = 1$: (a) sinyal dari $s_1(t)$; (b) sinyal $s_2(t)$; (c) sinyal $s_3(t)$; (d) sinyal $s_4(t)$

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

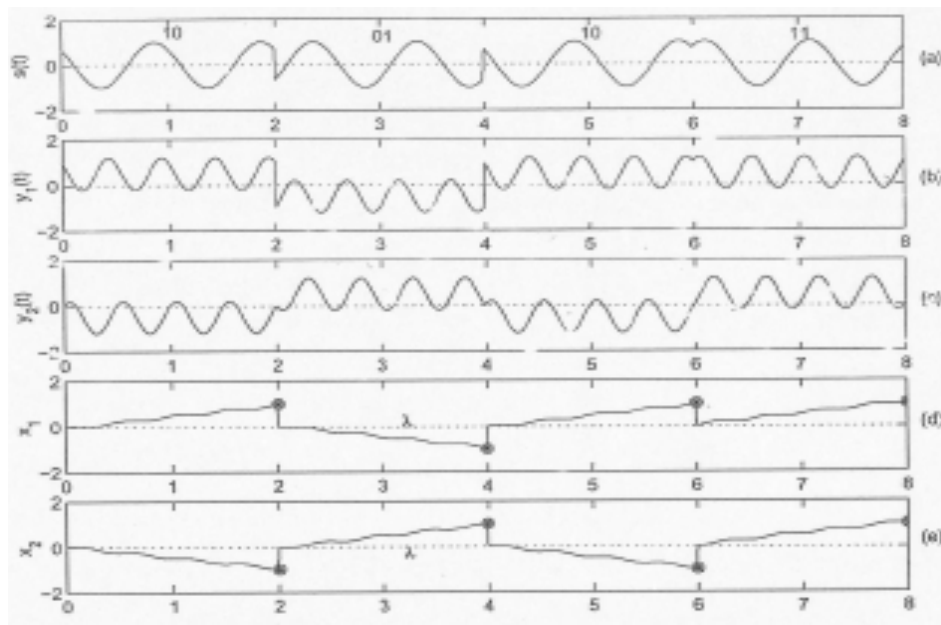
$$x_1 = a_1 \quad (5-62)$$

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

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

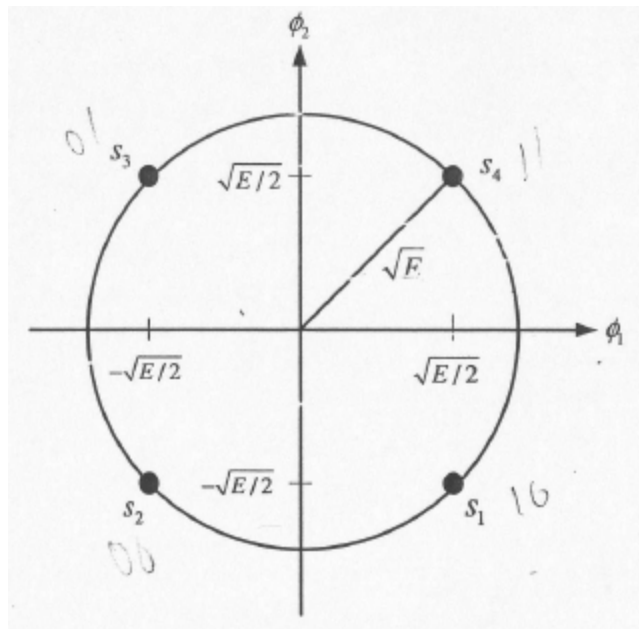
$$\int_0^T \phi_i^2(t) dt = 1 \quad \text{untuk } i = 1, 2\tag{5-66}$$

Sehingga sinyal yang ditransmisikan dapat dituliskan sebagai berikut

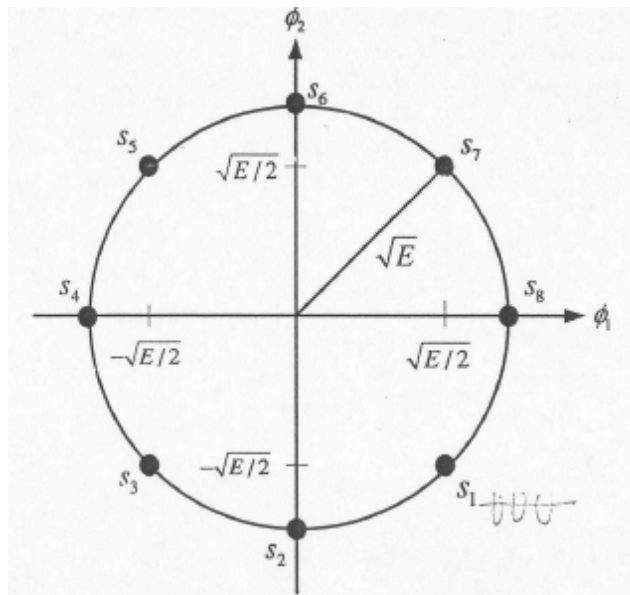
$$s_i(t) = s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t).\tag{5-67}$$

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

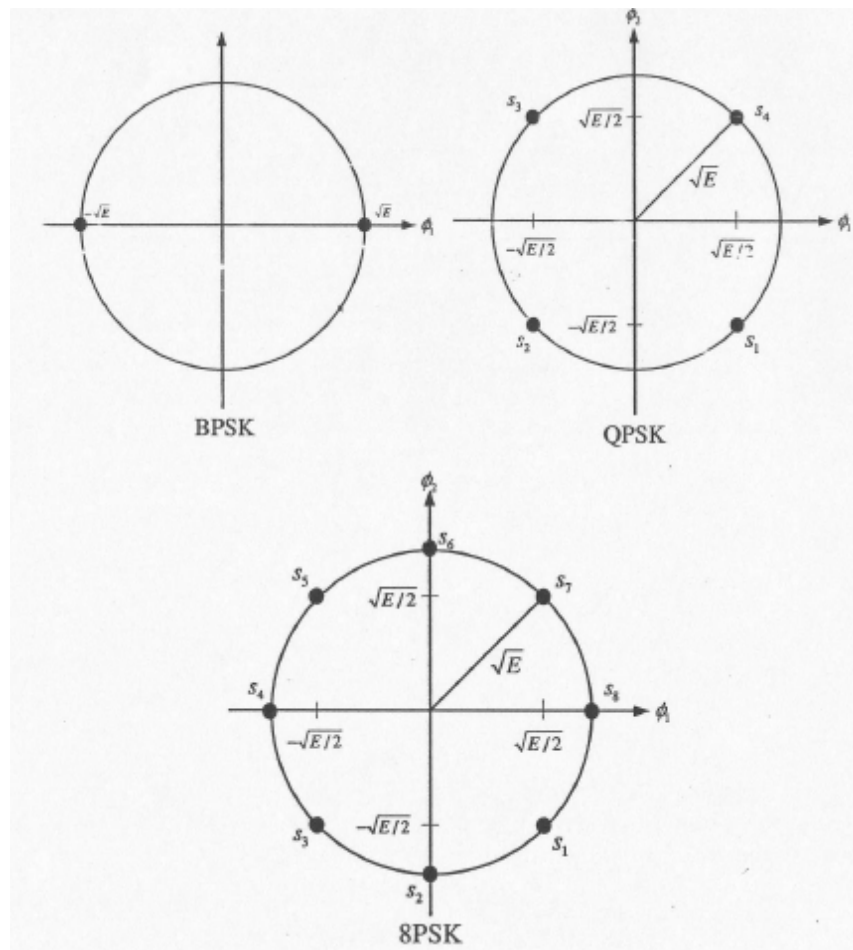
$$s_i(t) = s_{i1}\phi_1(t) + s_{i2}\phi_2(t) \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, M \quad (5-69)$$

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.

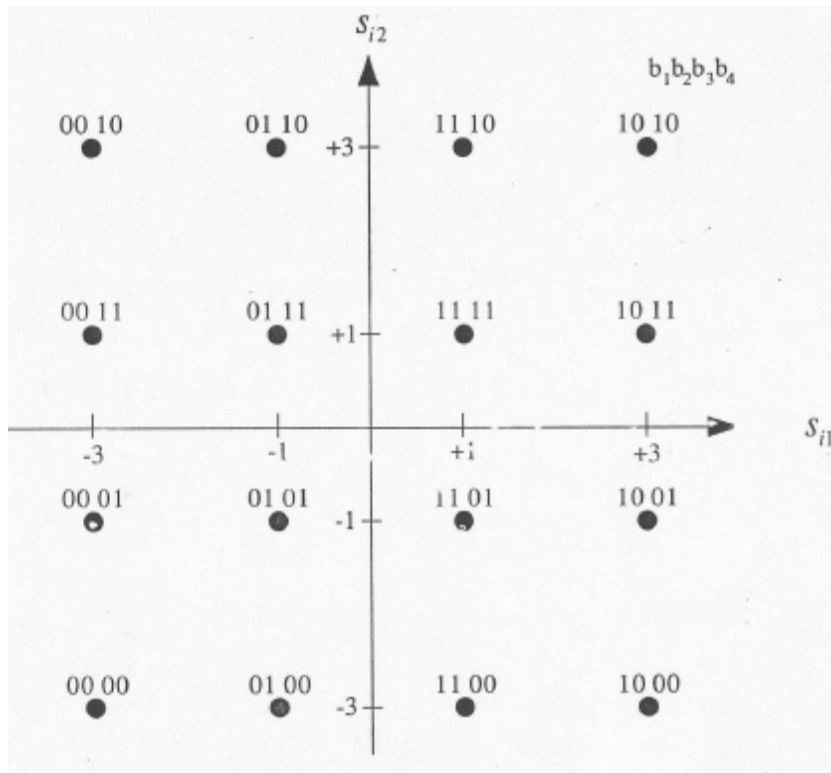
Skema di atas dapat digunakan untuk semua system PSK. Saat kita mengirim sejumlah k bit secara bersamaan, kita menandai tiap kemungkinan keadaan $(x_1, x_2, \dots, x_k)$ sebagai i yang berbeda, $1 \leq i \leq 2^k$, dan setelah keadaan ini muncul kita gunakan persamaan (5-71) untuk menentukan s_{i1} dan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

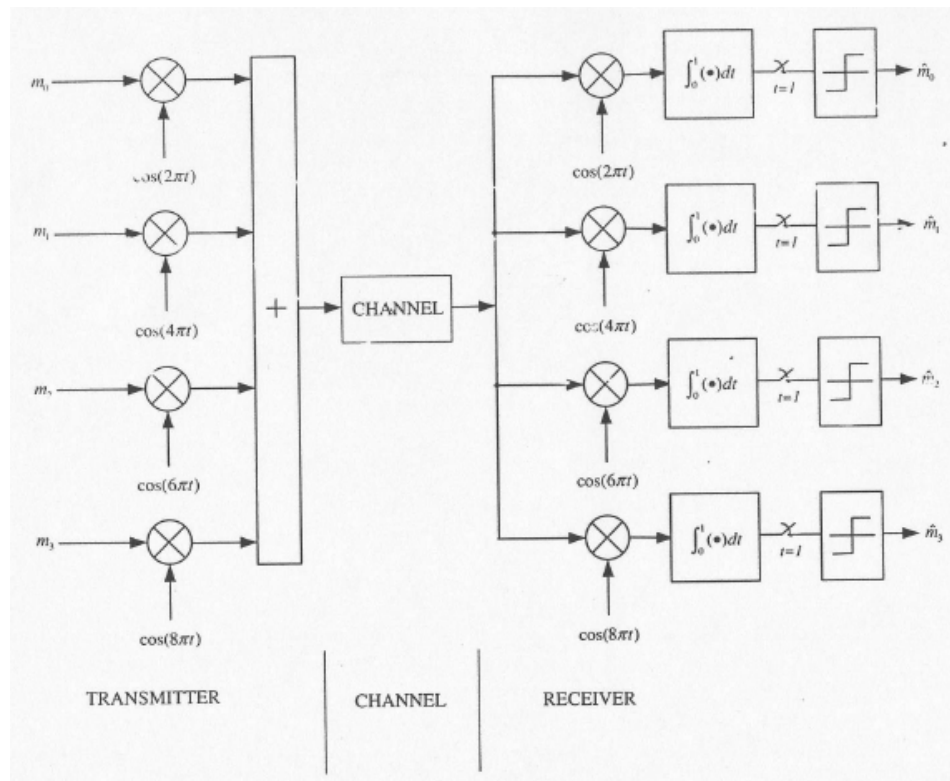
Ortogonalitas $\phi_i(t)$ dan $\phi_j(t)$ dapat juga dibangun dengan mengamati $f_c = \frac{c}{T}$ dan $\Delta f = \frac{1}{T}$. Dinyatakan bahwa $f_0 = \frac{1}{T}$. Lalu didapatkan persamaan $\phi_k(t) = \cos(2\pi(c + k)f_0 t)$. Telah kita buktikan bahwa $\phi_i(t)$ dan $\phi_j(t)$ ortogonal untuk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

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

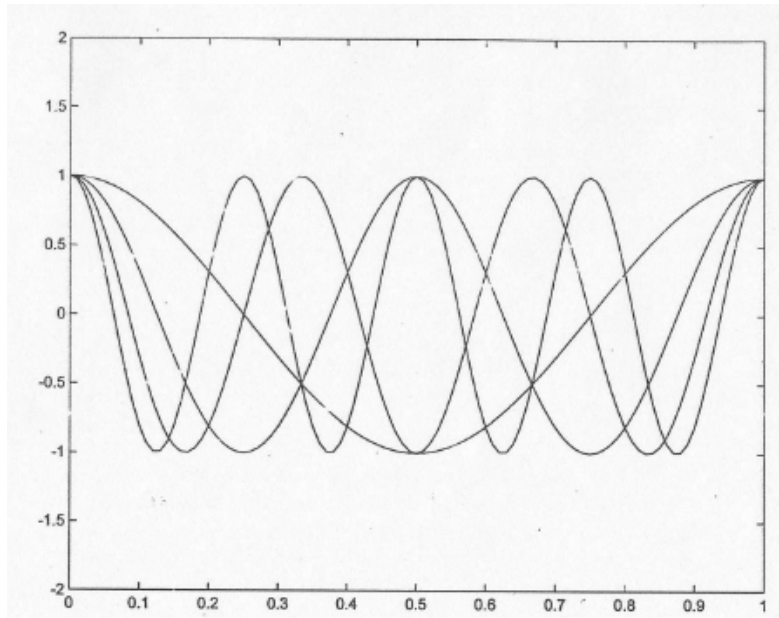
Persamaan terakhir muncul karena $\phi_k(t)$ dan $\phi_j(t)$ orthonormal untuk $k \neq j$. Oleh karena itu semua bit informasi pada semua subcarrier dapat dipisahkan pada penerima dan dideteksi secara terpisah. Gambar 5.25 mengilustrasikan sebuah system OFDM simpel dengan empat buah carrier. Frekuensi 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.



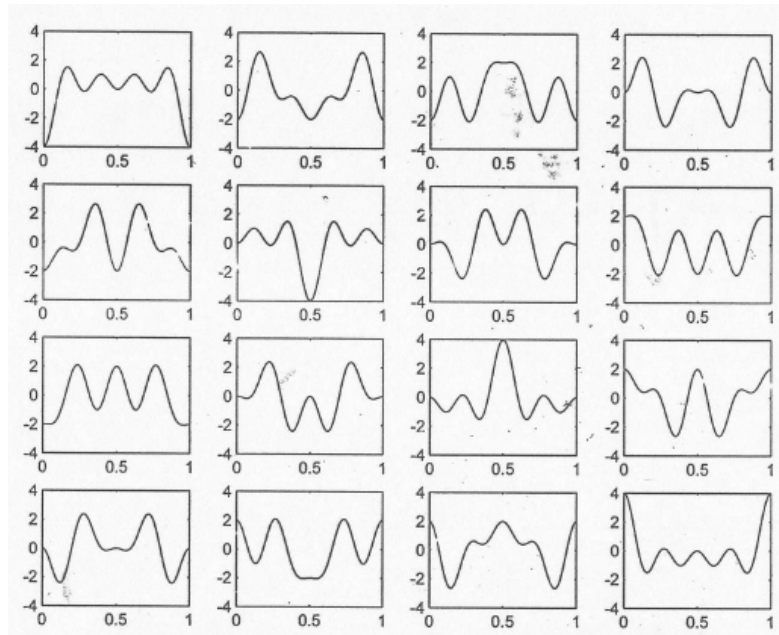
Gambar 5-25 Transmitter dan receiver OFDM dengan empat subcarrier

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

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

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

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

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

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

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)

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

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

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

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

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

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

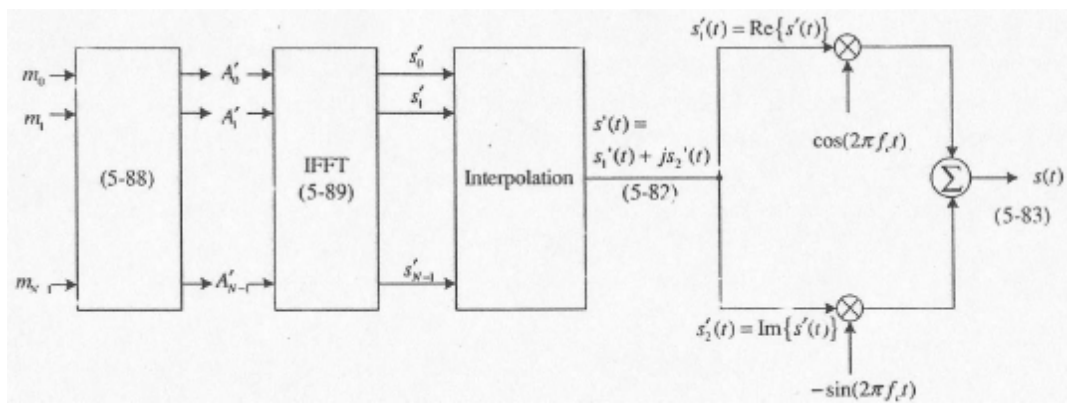
Apabila $s'_1(t) + j s'_2(t)$ maka

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

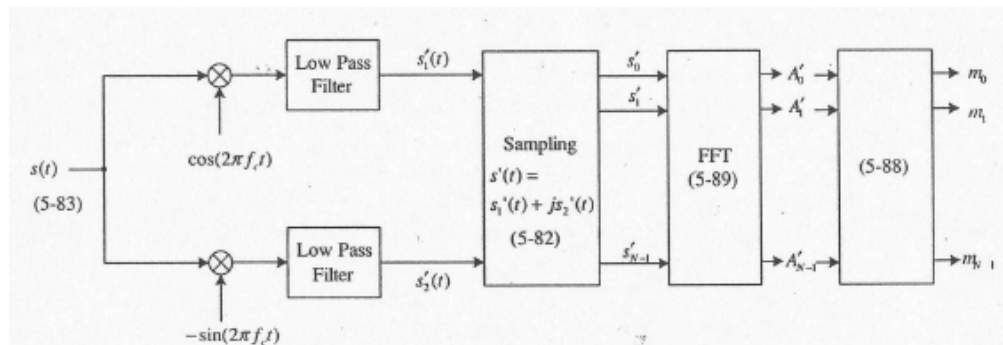
$$s'_2(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} m_{k+N/2} \sin(2\pi k \Delta f t) \quad (5-92)$$

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), $\frac{1}{2} s'(t)$ 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 $s'(t) = s'_1(t) + js'_2(t)$

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

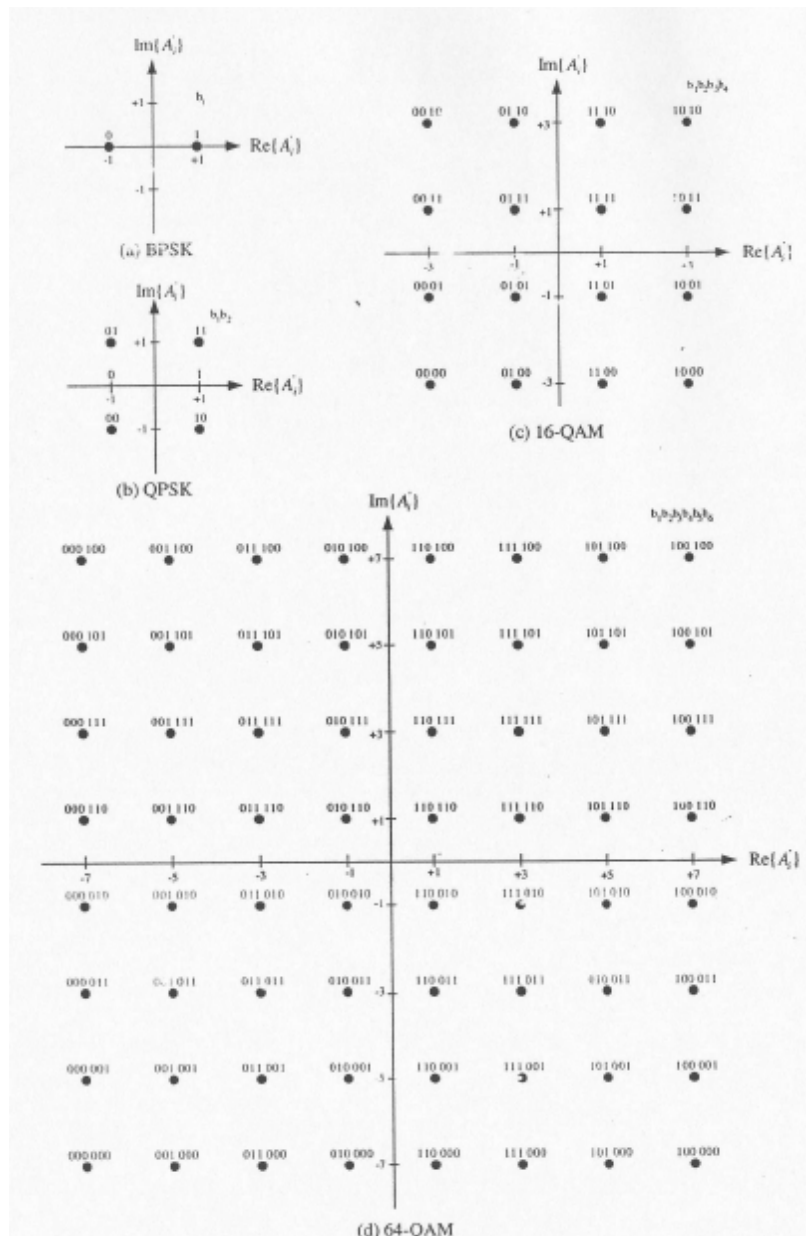
OFDM pada Wireless Local Area Network

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 $\Delta f_c = 1/T = 312,5 \text{ kHz}$. 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.

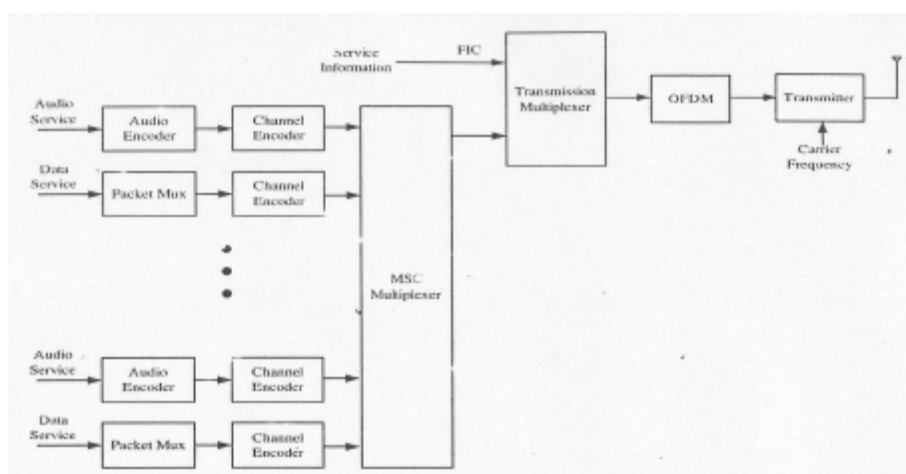
IEEE 802.11a mendukung penggunaan user yang banyak. Mekanisme untuk menangani masalah akses jamak adalah dengan teknik Carrier-sense Multiple Access (CSMA).

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:

$$s_t(t) = s_{t1} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) + s_{t2} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t)$$

Tugas kita adalah mendeteksi s_{t1} dan s_{t2} . 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_{t1} dengan $\cos(2\pi f_c t)$ lalu mengintegalkannya, dan mengalikan s_{t2} 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.