

BAB II

LANDASAN TEORI

2.1. Lingkar Fase Terkunci (*Phase Locked Loop*)

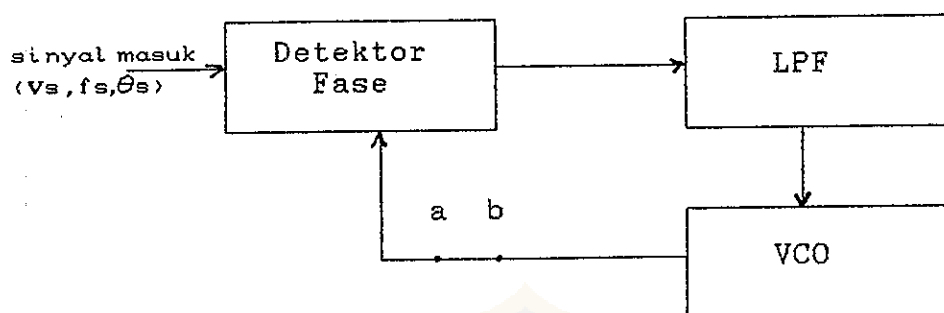
Lingkar Fase Terkunci adalah suatu rangkaian yang memberi kemungkinan sinyal acuan luar mengendalikan frekuensi dan fase suatu osilator dalam suatu lingkaran (Bastian, C.W., 1990). Frekuensi osilator lingkaran dapat sama besar atau sebagai kelipatan dari frekuensi acuan. Ini merupakan dasar dari penyintesa frekuensi. Kalau sinyal acuan mempunyai sinyal yang berubah-ubah, frekuensi osilator lingkaran akan mengikuti jejak frekuensi masukan. Prinsip ini digunakan dalam demodulator FM.

2.1.1. Penjelasan dari operasi Lingkar Fase Terkunci

Gambar 2.1 menunjukkan komponen-komponen dari PLL. Dengan perumpamaan bahwa lingkaran dalam keadaan terkunci, frekuensi sinyal masuk dan osilator terkendali tegangan (VCO) adalah identik ($f_s = f_o$). Sedangkan beda fase relatif $\theta_d = \theta_s - \theta_o$ ditentukan oleh karakteristik detektor fase dan oleh penyimpangan f_s dari frekuensi gerak bebas f_f dari VCO. Kalau sinyal masukan mempunyai $f_s = f_f$, tegangan kendali ke VCO tidak diperlukan. Sehingga keluaran detektor fase yang diperlukan sama dengan nol. Fase θ_o dari VCO mengatur sendiri untuk menghasilkan beda fase $\theta_d = \theta_s - \theta_o$ yang akan menghasilkan keluaran nol pada detektor fase. Sudut θ_d mungkin 90° atau 180° tergantung pada jenis

rangkaian detektor fase.

Kalau frekuensi masuk berubah sehingga f_s tidak sama dengan f_f , beda fase θ_d harus cukup berubah untuk menghasilkan tegangan kendali V_d yang akan menggeser frekuensi VCO ke $f_o = f_s$.



Gambar 2.1: Komponen-komponen dasar Lingkar Fase Terkunci

Suatu pembagi frekuensi yang dipilih dapat diselipkan dalam lingkaran antara titik a dan b dalam gambar 2. 1. Kalau perbandingan pembagi sama dengan n , frekuensi VCO $f_o = n f_s$. Tetapi tegangan yang diumpanbalikkan ke detektor fase mempunyai frekuensi f_s . Dengan ini berarti VCO dapat membangkitkan kelipatan frekuensi masuk dengan hubungan fase yang teliti antara dua tegangan. (Bastian, C.W., 1990).

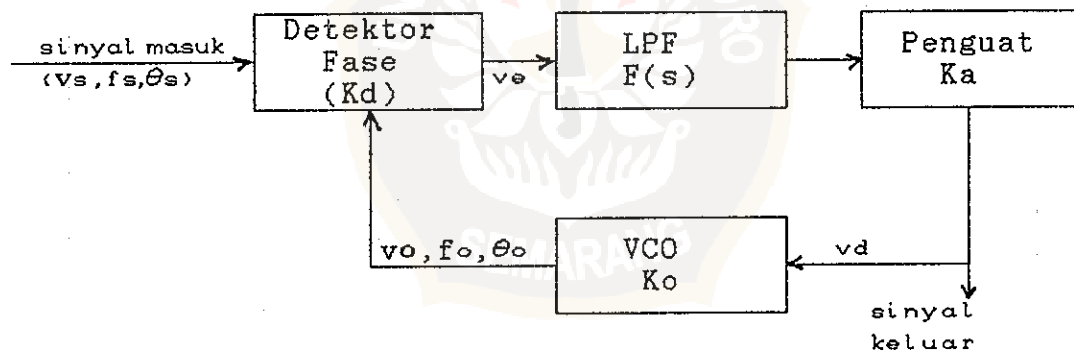
2.1.2. Analisa Linier Lingkar Fase Terkunci

Penjelasan matematika berikut hanya berlaku kalau Lingkar Fase Terkunci dalam keadaan terkunci. Tetapi hal

ini akan mengidentifikasi karakteristik dari tiap komponen Lingkar Fase Terkunci dan menunjukkan bagaimana mereka digabungkan untuk fungsi pindah lingkaran. Simbol-simbol yang digunakan ditunjukkan dalam gambar 2. 2.

2.1.2.1. Detektor fase

Jika Lingkar Fase Terkunci dalam keadaan terkunci, keluaran frekuensi selisih dari detektor fase adalah tegangan langsung V_e yang merupakan fungsi dari perbedaan fase $\theta_d = \theta_s - \theta_o$. Kalau frekuensi masuk f_s sama dengan frekuensi gerak bebas dari VCO f_o , tegangan kendali V_d ke VCO harus nol. Sehingga besarnya tegangan V_e juga nol.



Gambar 2.2: Diagram Lingkar Fase Terkunci yang digunakan untuk menunjukkan simbol-simbol yang digunakan dalam analisis

dengan : v_s = tegangan sinyal masuk
 f_s = frekuensi sinyal masuk
 θ_s = fase sinyal masuk

- K_d = faktor perolehan detektor fase
 v_e = tegangan keluaran detektor fase
 $F(s)$ = fungsi alih filter
 v_d = tegangan masuk pada VCO
 K_o = faktor perolehan VCO
 v_o = tegangan keluaran VCO
 f_o = frekuensi keluaran VCO
 θ_o = fase keluaran VCO

Detektor fase yang sering digunakan, V_e sinusoidal, segitiga, atau fungsi gigi gergaji dari θ_d . V_e sama dengan nol kalau θ_d sama $\pi/2$ untuk jenis sinusoidal dan segi tiga dan π untuk gigi gergaji. Untuk dapat membandingkan tiga jenis detektor fase tersebut lebih mudah menggambarkan V_e terhadap sudut tergeser θ_e . Sehingga V_e sama dengan nol untuk θ_e sama dengan nol seperti dalam gambar 2.3. Dalam gambar ini $\theta_e = \theta_d - \pi/2$ untuk a dan b dan $\theta_e = \theta_d - \pi$ untuk c.

Dalam keadaan Lingkar Fase Terkunci terkunci sudut θ_e tetap dalam batas $\pm \pi/2$ untuk lengkung a dan b. Untuk lengkung c batas tersebut adalah $\pm \pi$. Kalau ayunan lebih besar dari pada harga ini Lingkar Fase Terkunci akan melompat ke siklus berikutnya dan tidak terkunci. Akibatnya Lingkar Fase Terkunci harus direncanakan untuk bekerja dengan ayunan fase yang kecil dibandingkan dengan harga-harga batas tersebut. (Bastian, C.W., 1990).

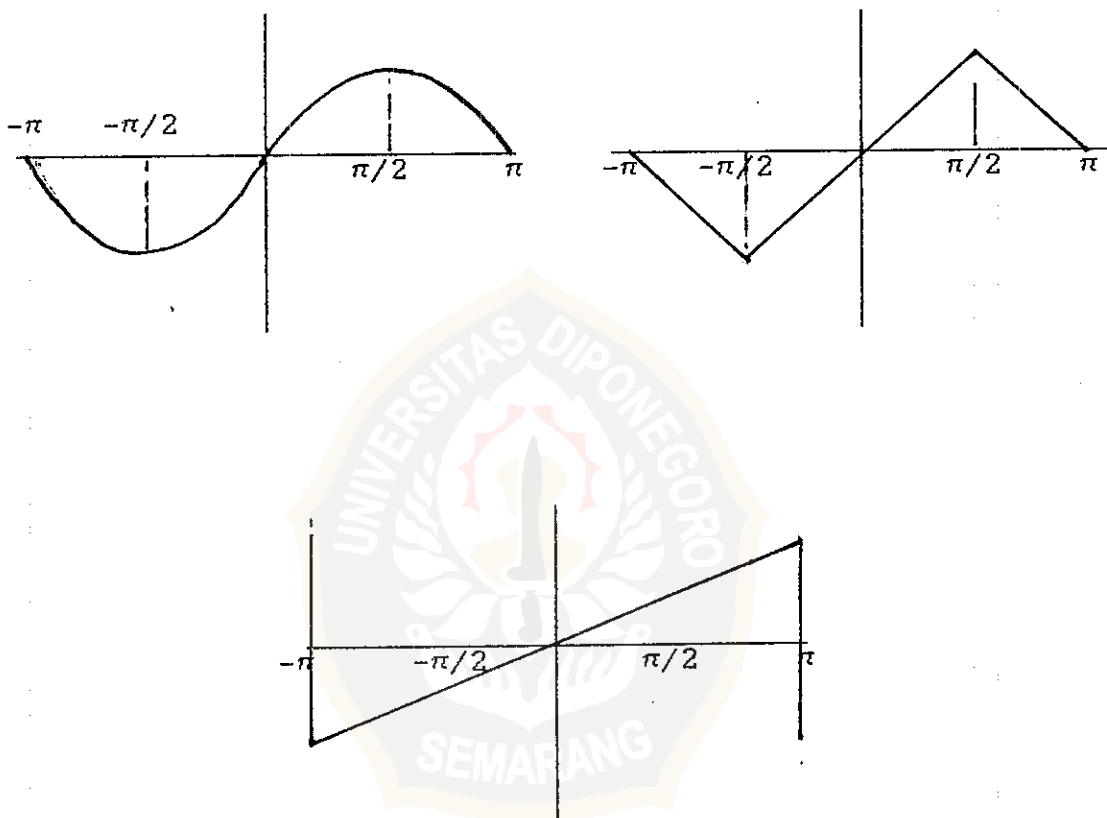
Dinyatakan dalam tegangan keluaran maksimum A untuk tiap jenis detektor, karakteristik pindah dalam daerah yang

berguna dapat dinyatakan sebagai :

$$V_e = A \sin \theta_e \quad (\text{sinusoidal}) \quad (2.1)$$

$$V_e = \frac{2}{\pi} A \theta_e \quad (\text{segi tiga}) \quad (2.2)$$

$$V_e = \frac{1}{\pi} A \theta_e \quad (\text{gigi gergaji}) \quad (2.3)$$



Gambar 2.3: Tiga jenis karakteristik Detektor Fase
a) sinusoidal b) segi tiga c) gigi gergaji

Untuk penampilan lingkaran, perolehan masing-masing komponen lingkaran harus diketahui. Faktor perolehan dari detektor fase (Lingkaran Fase Terkunci dalam keadaan terkunci) umumnya ditentukan oleh perbandingan tegangan

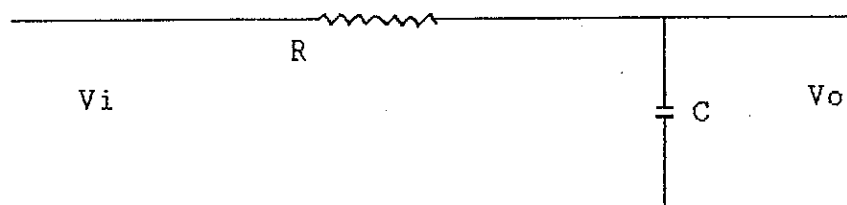
keluaran searah dan kesalahan fase θ_e , yaitu :

$$K_d = \frac{V_e}{\theta_e} \text{ V/rad} \quad (2.4)$$

Persamaan (2.1) yang menunjukkan hubungan tidak lurus antara V_e dengan θ_e , terlihat tidak sesuai dengan definisi faktor perolehan. Namun Lingkar Fase Terkunci biasanya dirancang untuk bekerja dengan θ_e yang harganya kecil. Hali ini untuk memperkecil kecendrungan pulsa derau mendorong lingkaran dari penguncian. Oleh karena itu untuk detektor fase sinusoidal $\sin \theta_e \approx \theta_e$ adalah pendekatan yang wajar untuk perhitungan penampilan dalam keadaan Lingkar Fase Terkunci terkunci. Persamaan (2.4) berlaku untuk $\theta_e \ll 0,2 \text{ rad}$. (Bastian, C.W., 1990)

2.1.2.2. Tapis Lolos Rendah

Gambar 2.4 adalah rangkaian Tapis Lolos Rendah yang bisa pada rangkaian Lingkar Fase Terkunci.



Gambar 2.4: Tapis RC Lolos Rendah

dengan : V_i = tegangan masuk
 V_o = tegangan keluar
 R = tahanan
 C = kapasitor

Untuk Tapis Lolos Rendah di atas konstanta waktu τ_1 dan fungsi alih $F(s) = V_o(s)/V_i(s)$ diberikan oleh :

$$\tau_1 = R_1C \quad (2.5)$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + \tau_1s} \quad (2.6)$$

2.1.2.3. Osilator Terkendali Tegangan (VCO)

VCO dimisalkan mempunyai frekuensi gerak bebas f_f dan pergeseran frekuensi Δf yang sebanding dengan tegangan kendali yang masuk V_d . Frekuensi keluaran dapat dinyatakan sebagai :

$$f_o = f_f + k_o V_d \quad \text{Hz} \quad (2.7)$$

atau

$$\omega_o = \omega_f + K_o V_d \quad \text{rad/detik} \quad (2.8)$$

dimana satuan k_o dan K_o berturut-turut adalah Hertz tiap volt dan radian tiap detik tiap volt.

Untuk menghubungkan pergeseran frekuensi radian ke sudut fase, perlu dicatat bahwa sudut total keluaran VCO

dapat dijelaskan oleh :

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int_c^t (\omega_f + \Delta\omega) dt \\ &= \omega_f t + \theta_0(t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

dimana $\Delta\omega$ adalah penyimpangan dari ω_f . Jadi

$$\theta_0(t) = \int_c^t \Delta\omega dt \quad (2.10)$$

atau :

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_0(t)}{dt} &= \Delta\omega \\ &= K_o V_d \end{aligned} \quad (2.11)$$

Apabila lingkaran terkunci V_d merupakan tegangan searah. Apabila lingkaran tidak terkunci V_d merupakan tegangan frekuensi selisih ($f_s - f_o$). Tegangan ini mencoba mendorong VCO ke keadaan sinkron dengan sinyal masuk.

Kalau persamaan (2.16) diubah ke dalam domain s , persamaan tersebut menjadi :

$$\theta_0(s) = K_o \frac{V_d}{s} \quad (2.12)$$

dengan s dalam penyebut menunjukkan bahwa VCO berperan sebagai suatu integrator untuk kesalahan fase. Hal ini membantu menjaga lingkaran terkunci lewat gangguan sebentar.2.

2.1.2.4. Fungsi alih lingkaran tertutup.

Fungsi pindah lingkaran tertutup $e_o(s)/e_e(s)$ merupakan ukuran tanggapan lingkaran pada perubahan-perubahan dalam fase masuk atau frekuensi masuk. Dalam penjabaran berikut semua sudut dan tegangan merupakan fungsi terapan dari perubahan frekuensi kompleks s . Dengan mengacu ke gambar 2.3 tegangan yang masuk VCO ternyata sama dengan :

$$V_d = V_e F(s) K_a \quad (2.13)$$

dan dari persamaan (2.4) :

$$V_e = K_d e_e \quad (2.14)$$

Kalau karakteristik filter lingkaran mempunyai $F(0)=1$ perolehan lingkaran searah K_v didefinisikan sebagai :

$$\begin{aligned} K_v &= K_d K_a K_o \\ &= \frac{V_e}{e_e} \times \frac{V_d}{V_e} \times \frac{\Delta\omega}{V_d} \\ &= \frac{\Delta\omega}{e_e} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Substitusi persamaan (2.13) sampai persamaan (2.15) ke dalam persamaan (2.12) akan menghasilkan :

$$e_o = K_v e_e \frac{F(s)}{s} \quad (2.16)$$

Untuk mudahnya fungsi pindah lingkaran terbuka didefinisikan sebagai :

$$\begin{aligned}
 T(s) &= \frac{\Theta_o}{\Theta_s} \\
 &= K_v \frac{F(s)}{s}
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

dan menurut teori umpan balik konvensional, fungsi alih lingkaran tertutup adalah :

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{\Theta_o}{\Theta_s} \\
 &= \frac{T(s)}{1 + T(s)} \\
 &= \frac{K_v F(s)}{s + K_v F(s)}
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

Akar-akar $1 + T(s)$ merupakan kutub (pole) dari fungsi sistem. Jadi persamaan ini menentukan sifat transien dari lingkaran. Hal ini mempengaruhi kemampuan lingkaran mengikuti perubahan cepat frekuensi masuk dan fasenya. atau menangkap suatu sinyal dengan frekuensi f_s yang tidak sama dengan frekuensi gerak bebas f_f . (Bastian, C.W., 1990).

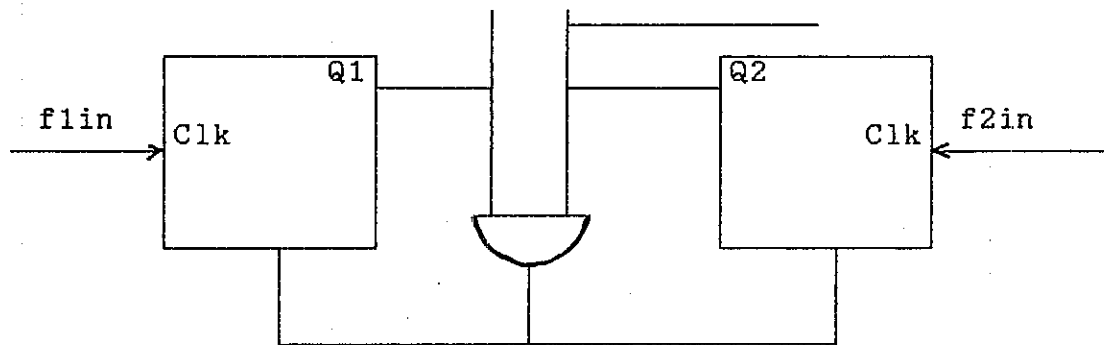
Fungsi pindah lingkaran merupakan faktor utama dari penampilan lingkaran. Kalau lebar pita berkurang, waktu tanggap naik. Hal ini membantu menjaga lingkaran tetap terkunci lewat kebocoran sesaat dari sinyal masuk dan memperkecil derau yang disalurkan lewat lingkaran dengan diimbangi oleh berkurangnya daerah tangkapan.

2.1.3. Komponen-komponen dari PLL

2.1.3.1. Detektor Fase

Gambar 2.5 menunjukkan rangkaian dasar dari detektor

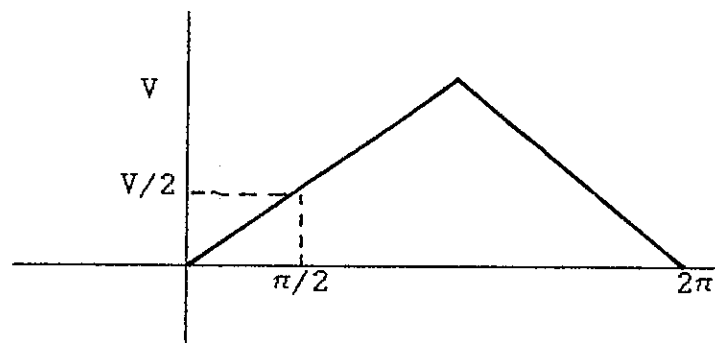
fase digital tri state dengan menggunakan dua flip-flop D dan gerbang NAND.



Gambar 2.5: Detektor Fase dengan dua buah flip-flop D dan gerbang NAND (Rohde,U.L., 1993)

Sinyal output Q_2 ditapis oleh low pass filter. Flip-flop D naik pada tepi naik dari input clock yang berturutan. Keadaan ini akan terus berlangsung sampai reset. Sinyal reset terjadi saat kedua input tinggi.

Ketika kedua sinyal sama frekuensi dan fasenya kedua output akan rendah. Saat kedua sinyal frekuensinya sama karakteristik pindah dari tegangan output dc ditunjukkan pada gambar 2.6. Jika kedua input frekuensinya tidak sama tegangan keluaran tergantung pada perbedaan frekuensi dan perbedaan fasenya. (Rohde,U.L., 1993)

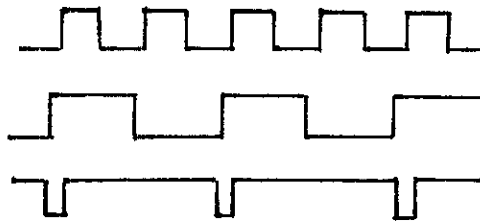


Gambar 2.6: Karakteristik pindah dari Detektor Fase Tri State (Rohde,U.L., 1993)

Diagram waktu gambar 2.7 adalah suatu kasus jika $f_2 = 3f_1$. Pada bagian (a) tepi naik dari f_1 terjadi segera setelah f_2 , sehingga Q_2 tinggi 50% dari waktu. Harga rata-rata dari keluaran detektor fase adalah 50%. Dalam bagian (b) tepi naik dari f_1 terjadi sebelum f_2 . Sehingga Q_2 tinggi hampir pada semua waktu. Harga tegangan rata-rata keluaran mendekati V . Harga rata-rata tegangan keluaran pada semua perbedaan fase adalah 67% untuk $f_2 = 3f_1$. Secara umum dapat dikatakan, bahwa harga rata-rata tegangan keluaran (rata-rata dari semua perbedaan fase) adalah :

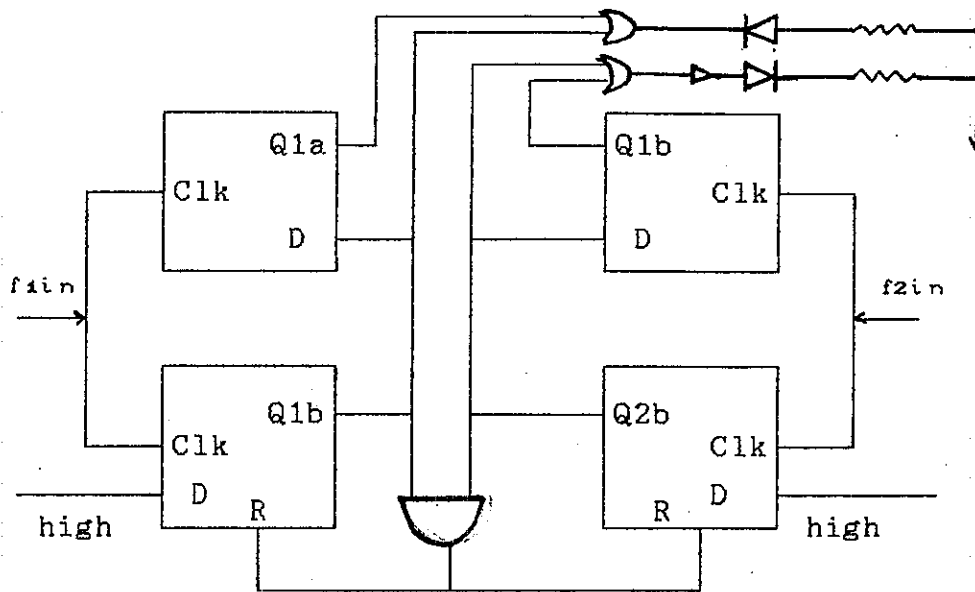
$$V_{avg} = 1 - \frac{f_1}{f_2} V \quad (2.19)$$

jika f_2 lebih besar dari f_1 .



Gambar 2.7: Bentuk gelombang keluaran Detektor Fase Tri State untuk frekuensi input yang berbeda (Rohde,U.L., 1993)

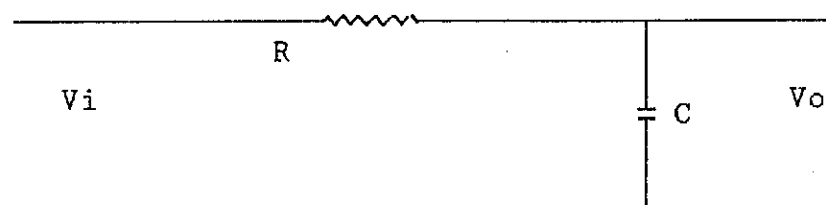
Banyak pabrik IC sekarang menghasilkan rangkaian quad-D yang fungsinya sama dengan dual-D. Perbedaan pokok adalah saat frekuensi salah satu sinyal lebih dari dua kali frekuensi sinyal yang lain. Dalam hal ini keluaran akan selalu tinggi, sehingga tegangan yang besar dikenakan pada VCO. Rangkaian dasar dari quad-D ditunjukkan pada gambar 2.8.



Gambar 2.8: Rangkaian Quad-D (Rohde,U.L., 1993)

2.1.3.2. Tapis Lolos Rendah

Gambar 2.9 dikenal sebagai rangkaian tapis lolos rendah RC. Untuk frekuensi rendah tegangan keluaran sama dengan tegangan masukan, akan tetapi pada frekuensi tinggi isyarat keluaran diperkecil. (Sutrisno, 1986)



Gambar 2.9: Rangkaian Tapis RC Lolos Rendah

Hambatan R dan reaktansi kapasitor C membentuk

pembagi tegangan kompleks.

$$V_o = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_i(\omega) \quad (2.20)$$

dengan $Z_1 = R$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

Perbandingan antara tegangan keluaran kompleks $V_o(\omega)$ dan tegangan masukan kompleks $V_i(\omega)$ disebut fungsi alih :

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} \\ &= \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{RC}} \\ &= \frac{1}{j\omega RC + 1} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Bentuk fungsi alih $G(\omega)$ dapat dibuat lebih sederhana menjadi :

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \frac{1}{RC} \frac{1}{j\omega + \frac{1}{RC}} \\ &= \frac{\omega_p}{j\omega + \omega_p} \end{aligned} \quad (2.22)$$

dengan $\omega_p = \frac{1}{RC}$

2.1.3.4. Tunable LC osilator

Salah satu komponen yang penting pada Lingkar Fase Terkunci adalah osilator yang frekuensinya dapat diatur oleh tegangan (VCO). VCO dapat dibuat dari osilator frekuensi radio yang ditala oleh dioda kapasitor variabel (variabel capasitor - varactor). Fungsi dari varactor adalah untuk menala osilator pada daerah kerjanya. (Rohde,U.L., 1993)

Pada dioda varaktor berlaku :

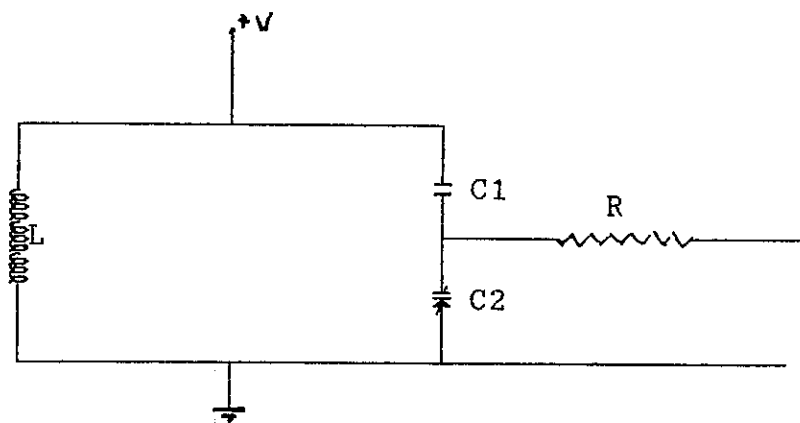
$$C = C_0 \left(\frac{A}{A + V_R} \right)^m \quad (2.23)$$

dimana: C_0 adalah kapasitansi pada $V_R = 0$

A adalah konstanta yang berdimensi Volt.

Gambar 2.10 menunjukkan dioda varactor yang digunakan sebagai rangkaian osilator. Sedangkan frekuensi yang dihasilkan adalah :

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (2.24)$$



Gambar 2.10: Dioda varactor digunakan sebagai pengatur frekuensi dari rangkaian penala (Scott, J., 1991)

dengan : L = induktor

R = hambatan

C1 = kapasitor

C2 = varaktor

2.1.4. Osilator terkendali kristal

Kuarsa dan campuran kristalin tertentu lain menunjukkan hubungan terbalik (yang dinamakan efek piezoelektrik) antara deformasi mekanis menurut salah satu sumbu kristal dan potensial listrik yang terukur menurut sumbu yang lain. Dengan mendeformasikan kristal akan terlepas tegangan. Sebaliknya tegangan yang diberikan akan mendeformasikan kristal. Kalau tegangan yang diberikan sinusoidal dengan perubahan frekuensi, maka kristal akan mengalami osilasi mekanis dan menunjukkan sejumlah frekuensi resonansi. Dengan demikian kristal dapat menggantikan bagian jaringan penentu frekuensi dalam osilator. (Bastian, C.W., 1990)

Osilator terkendali kristal biasanya disebut

osilator kristal. Osilator ini banyak digunakan, misalnya dalam pemancar dimana hanya memerlukan beberapa frekuensi saja.

2.1.4.1. Sifat-sifat rangkaian kristal kuarsa

Gambar 2.11 melukiskan suatu simbol untuk kristal dan rangkaian penggantinya. Menurut notasi dalam gambar resonansi seri terjadi pada :

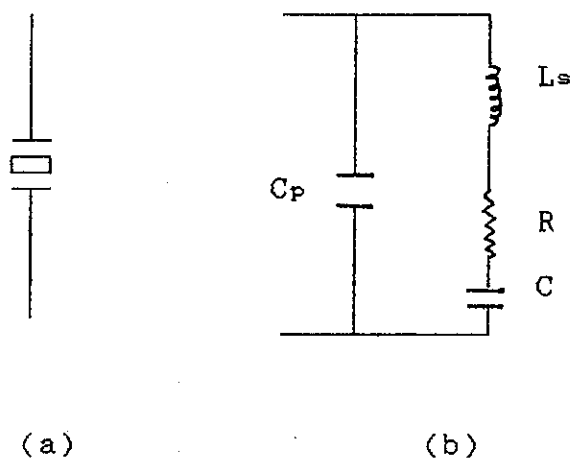
$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (2.25)$$

dan resonansi paralel terjadi pada :

$$f_p = f_s \left(1 + \frac{C_s}{C_p} \right)^{1/2} \quad (2.26)$$

Biasanya f_p kurang dari satu persen lebih besar dari pada f_s . Kristal menunjukkan perubahan reaktansi yang cepat menurut frekuensi dalam pita antara f_p dan f_s .

Pabrik pembuat kristal memerinci frekuensi resonansinya baik untuk operasi seri maupun paralel. Frekuensi untuk resonansi paralel diukur dengan kapasitansi cabang luar tertentu. Kapasitansi ini disebut kapasitansi beban. Kalau kapasitansi beban dihubungkan seri dengan kristal, kombinasi ini adalah resonansi seri pada frekuensi resonansi paralel nominal.



Gambar 2.11: (a) Simbol Kristal
(b) Rangkaian ganti (Bastian, C.W., 1990).

dengan L_s = induktor seri

R = tahanan

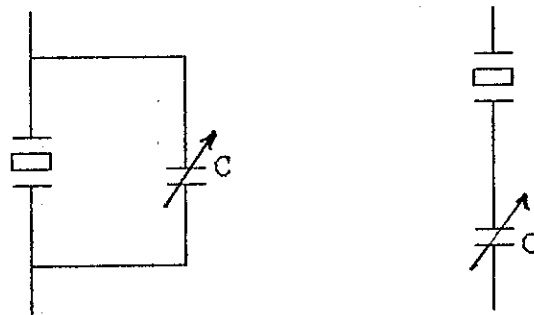
C = kapasitor

C_p = kapasitor paralel

Dalam banyak rangkaian osilator kristal kerja berkisar antara frekuensi resonansi seri dan paralel dan reaktansi kristal induktif. Untuk memenuhi kondisi operasi mantap rangkaian selebihnya harus memperhatikan harga reaktansi tertentu pada terminal kristal. Frekuensi kerja merupakan frekuensi dimana reaktansi itu muncul. Hal ini berarti bahwa osilator yang sama dapat beresilasi pada frekuensi yang berbeda sedikit dengan kristal identik.

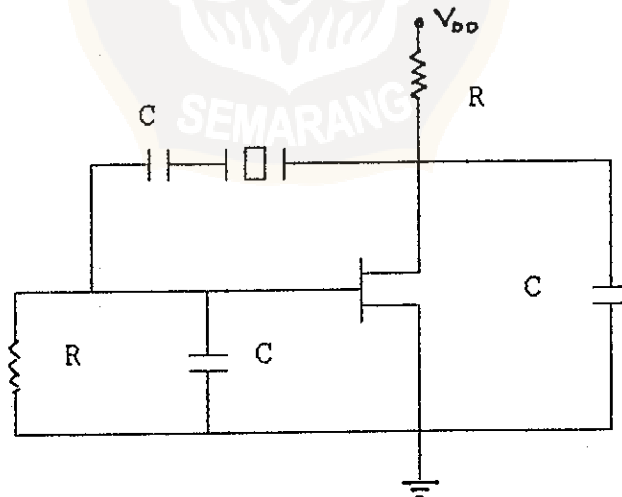
Untuk penggunaan dengan kendali frekuensi yang teliti, frekuensi kristal dapat diatur dengan penambahan kapasitor trimer paralel atau seri. (Gambar 2. 12).

Kapasitor paralel menurunkan frekuensi resonansi paralel. Hal ini berpengaruh lebih besar pada frekuensi resonansi paralel dari pada kapasitor seri luar pada frekuensi resonansi seri. (Bastian, C.W., 1990)

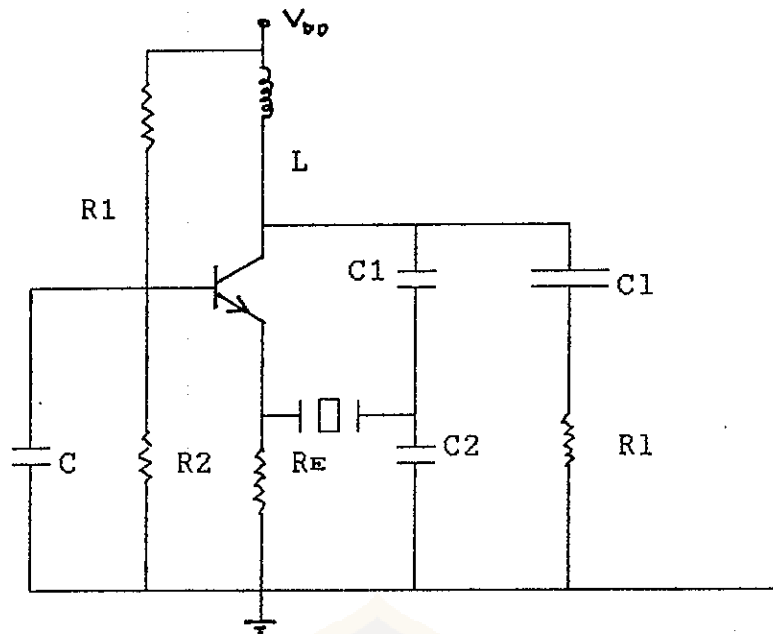


Gambar 2.12:

- a) Kapasitor trimer untuk koreksi frekuensi paralel
- b) Kapasitor trimer untuk koreksi frekuensi seri



Gambar 2.13: Rangkaian osilator Pierce Kristal (Bastian, C.W., 1990).



Gambar 2.14: Rangkaian osilator Colpitts Kristal (Bastian, C.W., 1990).

dengan : R = tahanan

C = kapasitor

L = induktor

2.1.4.2. Stabilitas frekuensi

Ketidakstabilan frekuensi osilator disebabkan oleh perubahan-perubahan impedansi beban, perubahan tegangan catu daya, dan perubahan karena temperatur dalam harga komponen penentu frekuensi. Dua masalah pertama dihilangkan oleh penyangga yang tepat dan pengaturan tegangan. Pengaruh perubahan temperatur diperkecil dengan

memilih komponen individu yang perubahan harganya dihapuskan oleh perubahan dalam komponen yang lain. Dalam keadaan terpaksa mungkin dengan memasukkan seluruh komponen osilator dalam kamar yang bersuhu tetap.

Stabilitas paling tinggi diberikan oleh osilator kristal. (Bastian, C.W., 1990) Kristal telah dikembangkan agar dapat memperkecil perubahan frekuensi akibat temperatur. Sehingga penggunaan kristal dalam osilator menjamin kemantapan frekuensi osilasi. Artinya frekuensi mempunyai nilai yang tetap.

Keberatan menggunakan kristal ialah karena frekuensi tak dapat diubah-ubah. Berarti hanya bekerja dengan nilai satu frekuensi yang telah ditetapkan oleh kristal.

2.2. Pencacah

Pencacah adalah rangkaian berturutan yang beroperasi melalui urutan kondisi tertentu berdasarkan aplikasi dari pulsa inputnya. Pulsa-pulsa input tersebut dinamakan pulsa penghitung. Pulsa penghitung ini bisa berupa clock atau pulsa-pulsa yang berasal dari sumber luar dan mungkin terjadi pada interval waktu tertentu atau random.

Menurut cara kerja masukan ke dalam flip-flop maka pencacah dapat dibagi ke dalam dua macam, yaitu pencacah sinkron dan pencacah tak sinkron. Cara penyusunan sejumlah flip-flop agar memenuhi urutan perubahan yang ditentukan tergantung pada macam dari pencacah dan juga flip-flop yang digunakan. (Pillman, P.C., 1987)

2.2.1. Pencacah Sinkron

Pada pencacah sinkron perubahan keluaran flip-flop terjadi serempak sesaat setelah pulsa input dimasukkan pada masukan clock dari setiap flip-flop. Dengan cara ini hal yang perlu dikerjakan adalah mengatur input data dari flip-flop yang digunakan agar perubahan outputnya sesuai dengan tabel pencacahan.

Untuk JK flip-flop tabel kebenarannya adalah :

J	K	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	0

Tabel 2.1: Tabel kebenaran dari JK flip-flop

Sedang pengaturan dari harga J dan K untuk setiap macam perubahan terlihat terlihat pada tabel 2.2. Dari tabel tersebut nampak bahwa agar keluaran flip-flop berubah dari 0 \rightarrow 1, maka harga J harus 1, sedang harga K boleh atau 1. Hal ini dituliskan dalam tabel 2.2. Tanda artinya boleh 0 atau 1. Tabel 2.2 disebut tabel transisi dari JK flip-flop. (Pillman, PC., 1987)

Dengan demikian kalau urutan perubahan dari keluaran

flip-flop telah ditentukan, maka dapat ditentukan tabel harga J dan K dari setiap flip-flop untuk setiap harga kombinasi Q_A Q_B Q_C . Dari tabel tersebut dapat diperoleh persamaan J dan K sebagai fungsi dari Q_A Q_B Q_C .

Q_n	Q_{n+1}	J	K
0	0	0	x
0	1	1	x
1	0	x	1
1	1	x	0

Tabel 2.2: Tabel transisi dari JK flip-flop

2.2.1.1. Pencacah sinkron modulo 8

PULSA	Q_A	Q_B	Q_C
0	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	0	0	0

Tabel 2.3: Tabel pencacahan dari pencacah biner sinkron modulo 8

Urutan pencacahan dari pencacah ini dapat dilihat dari tabel di atas.

Dari tabel 2.3 mula-mula keluaran flip-flop dari pencacah Q_A Q_B $Q_C = 0$ 0 0 dan setelah ada pulsa clock masuk, keluaran flip-flop berubah menjadi 0 0 1 . Dengan melihat tabel 2.3, hal ini berarti bahwa pada keadaan

$QAQBQC = 000$ setelah ada pulsa clock masuk berlaku :

$QA = 0 \longrightarrow 0$ maka $JA = 0$ dan $KA = x$

$QB = 0 \longrightarrow 0$ maka $JB = 0$ dan $KB = x$

$QC = 0 \longrightarrow 1$ maka $Jc = 1$ dan $Kc = x$

Demikian juga pada keadaan $QAQBQC = 001$, yang berubah menjadi 010 kalau ada pulsa masuk, karena :

$QA = 0 \longrightarrow 0$ maka $JA = 0$ dan $KA = x$

$QB = 0 \longrightarrow 1$ maka $JB = 1$ dan $KB = x$

$QC = 1 \longrightarrow 0$ maka $Jc = 1$ dan $Kc = 1$

Demikian seterusnya kalau hal ini dikerjakan untuk setiap harga $QAQBQC$ yang mungkin dari pencacah biner sinkron modulo 8 maka terbentuklah tabel 2.4. Tabel ini merupakan tabel kebenaran dari J dan K dari setiap flip-flop yang merupakan fungsi dari QA , QB dan QC .

$QAQBQC_n$	$QAQBQC_{n+1}$	JA	KA	JB	KB	Jc	Kc
0 0 0	0 0 1	0	X	0	X	1	X
0 0 1	0 1 0	0	X	1	X	X	1
0 1 0	0 1 1	0	X	X	0	1	X
0 1 1	1 0 0	1	X	X	1	X	1
1 0 0	1 0 1	X	0	0	X	1	X
1 0 1	1 1 0	X	0	1	X	X	1
1 1 0	1 1 1	X	0	X	0	1	X
1 1 1	0 0 0	X	1	X	1	X	1

Tabel 2.4: Tabel kebenaran dari J dan K setiap flip-flop sebagai fungsi dari QA , QB dan QC untuk pencacah biner sinkron modulo 8

Dari tabel 2.4, kalau dipilih semua $JA = x = 0$, maka terlihat bahwa $JA = 1$ hanya pada keadaan $QAQBQC = 011$.

Dalam persamaan Boole dapat ditulis sebagai berikut :

$$JA = QAQBQC$$

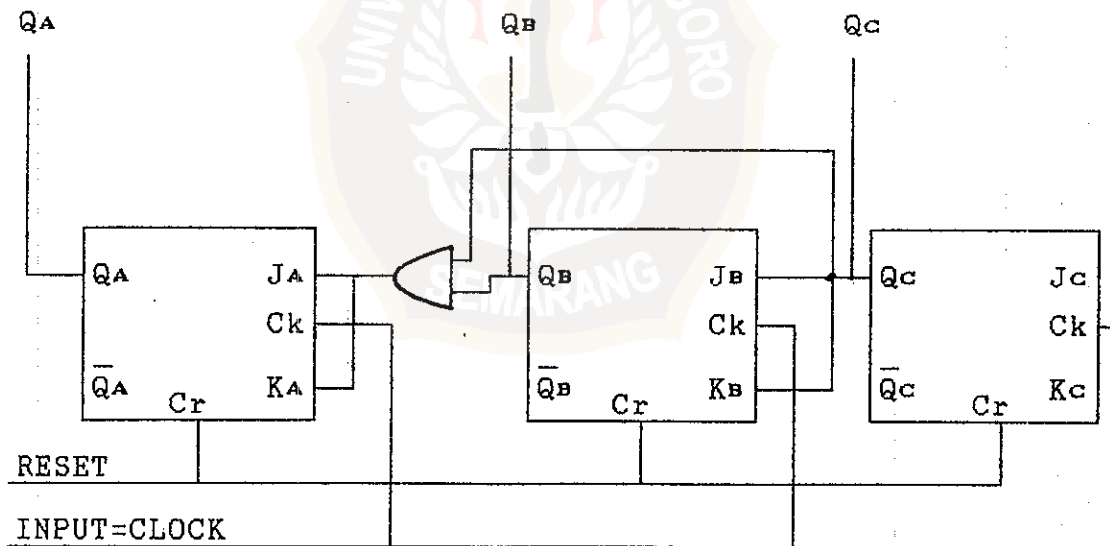
Tetapi dengan memilih $J_A = x = 1$, untuk keadaan $Q_A Q_B Q_C = 111$, maka persamaan menjadi lebih sederhana, yaitu :

$$\begin{aligned} J_A &= Q_A Q_B Q_C + Q_A Q_B Q_C \\ &= Q_B Q_C (Q_A + Q_A) \\ &= Q_B Q_C \end{aligned}$$

Dengan cara yang sama diperoleh :

$$\begin{aligned} K_A &= Q_B Q_C & J_C &= 1 \\ K_B &= Q_B & K_C &= 1 \end{aligned}$$

Atas dasar persamaan di atas, maka rangkaian pencacah biner sinkron modulo 8 berbentuk seperti gambar 2.15. Input RESET dipakai untuk membuat $Q_A Q_B Q_C = 000$.



Gambar 2.15: Rangkaian pencacah biner sinkron modulo 8

2.2.1.2. Pencacah BCD sinkron

Tabel pencacahan dari pencacah BCD sinkron dapat dilihat pada tabel di bawah ini :

PULSA	QA	QB	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

Tabel 2.5: pencacahan untuk pencacah BCD sinkron

Pencacah ini menggunakan empat buah flip-flop. Dari tabel pencacahannya dan dari tabel transisi dari flip-flop JK (tabel 2.2) dapat dibuat tabel kebenaran dari JK sebagai fungsi dari QA, QB, Qc dan QD. Perlu diingat bahwa keluaran dari pencacah ini tidak mempunyai harga 1010, 1011, 1100, 1110 dan 1111. Sehingga harga J dan K untuk keadaan tersebut diisi dengan x

Berdasarkan tabel kebenarannya dan serta dengan menggunakan map Karnough maka dapat dibentuk persamaan sebagai berikut :

$$J_A = Q_B Q_C Q_D$$

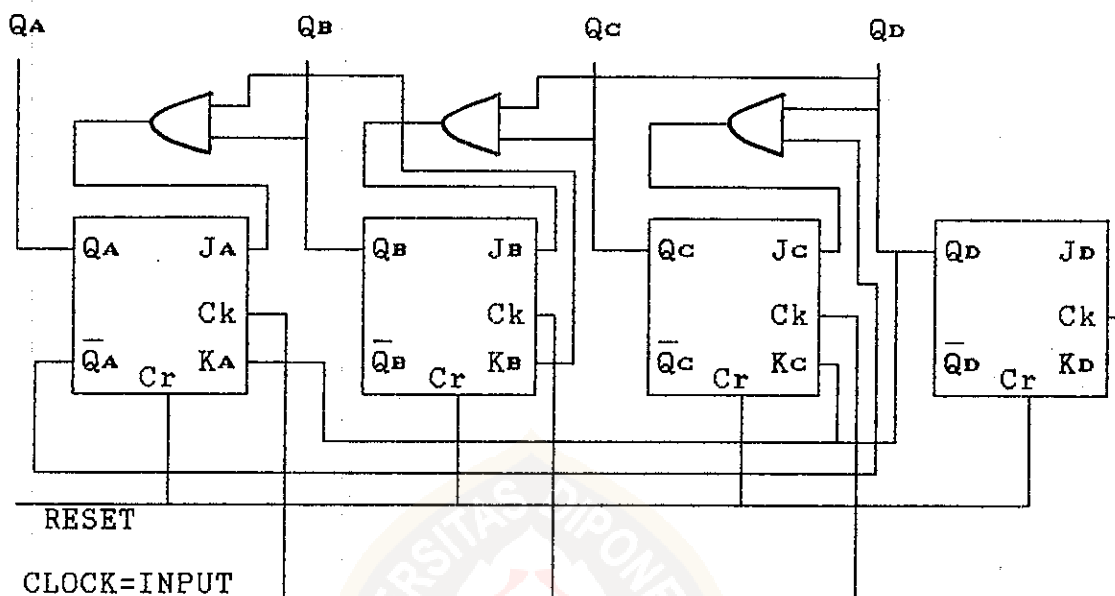
$$J_C = Q_A Q_D$$

$$K_A = Q_D$$

$$K_C = Q_D$$

$$J_B = K_B = Q_C Q_D$$

Sehingga rangkaian untuk pencacah BCD sinkron dapat digambarkan seperti pada gambar 2.16. (Pillman, P.C., 1987)



Gambar 2.16: Rangkaian pencacah BCD sinkron

2.2.2. Pencacah tak sinkron

Pada pencacah tak sinkron keluaran dari flip-flop berubah tak serempak, karena pulsa masukan dimasukkan pada flip-flop yang terdepan. Sedangkan pulsa clock dari flip-flop yang lain diperoleh dari flip-flop di depannya. Dengan demikian perubahan dari keluaran flip-flop akan terjadi secara beruntun dari depan ke belakang. Sehingga pencacah ini disebut pencacah simpal.

Kelebihan pencacah tak sinkron dibandingkan dengan pencacah sinkron adalah rangkaiannya lebih sederhana

sehingga lebih murah. Hal ini disebabkan karena tidak setiap flip-flop menerima pulsa clock setiap terjadi pulsa masuk. Sehingga pada keadaan-keadaan dimana suatu flip-flop tidak menerima pulsa clock pada saat terjadi pulsa masuk, harga J dan K nya boleh sembarang (x).

Semakin banyak harga x dalam tabel kebenaran J dan K semakin sederhana persamaan J dan K yang diperoleh. Hal ini berarti rangkaian dari pencacah juga semakin sederhana. Hanya saja tidak setiap pencacah dapat direalisasikan dengan pencacah tak sinkron.

2.2.2.1. Pencacah tak sinkron modulo 8

Urutan pencacahan dari pencacah ini terlihat pada tabel 2.6.

PULSA	QA	QB	QC
0	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	0	0	0

Tabel 2.6: Tabel pencacahan untuk pencacah tak sinkron modulo-8

Dari tabel tersebut tampak bahwa flip-flop C yang masukan clocknya dihubungkan dengan pulsa clock masukan. Hal ini akan terjadi kalau diatur $J_c = K_c = 1$.

Untuk flip-flop B yang diharapkan sebagai pulsa

clock adalah Q_c . Hal ini karena setiap Q_B berubah dari 0 ke 1 atau dari 1 ke 0 selalu bersamaan dengan perubahan Q_c dari 1 ke 0. Jadi pada rangkaian, masukan clock flip-flop B dihubungkan dengan Q_c .

Selanjutnya untuk pengaturan harga J_B dan K_B untuk setiap harga $Q_A Q_B Q_C$ yang mungkin dari tabel 2.8, dapat dilihat bahwa pada keadaan 0, 2, 4 dan 6, karena Q_c berubah dari 0 ke 1 kalau ada pulsa masuk, sedang perubahan Q_c dari 1 ke 0 merupakan pulsa clock yang tidak efektif, diisi dengan x. (Tabel 2.9). Seding untuk keadaan yang lain, harga dari J_B dan K_B diatur sesuai dengan perubahan Q_B yang dikehendaki.

Untuk flip-flop A, yang dapat diharapkan sebagai pulsa clock adalah Q_B dan Q_c , dan keduanya mungkin karena setiap Q_A berubah selalu bersamaan dengan perubahan Q_B dari 1 ke 0 lebih sedikit dibandingkan dengan Q_c . Sehingga dengan memilih Q_B sebagai pulsa clock dari flip-flop A harga x untuk J_A dan K_A akan lebih banyak.

$Q_A Q_B Q_C$	$Q_A Q_B Q_C (n+1)$	J_A	K_A	J_B	K_B
0 0 0	0 0 1	x	x	x	x
0 0 1	0 1 0	x	x	1	x
0 1 0	0 1 1	x	x	x	x
0 1 1	1 0 0	1	x	x	1
1 0 0	1 0 1	x	x	x	x
1 0 1	1 1 0	x	x	1	x
1 1 0	1 1 1	x	x	x	x
1 1 1	0 0 0	x	1	x	1

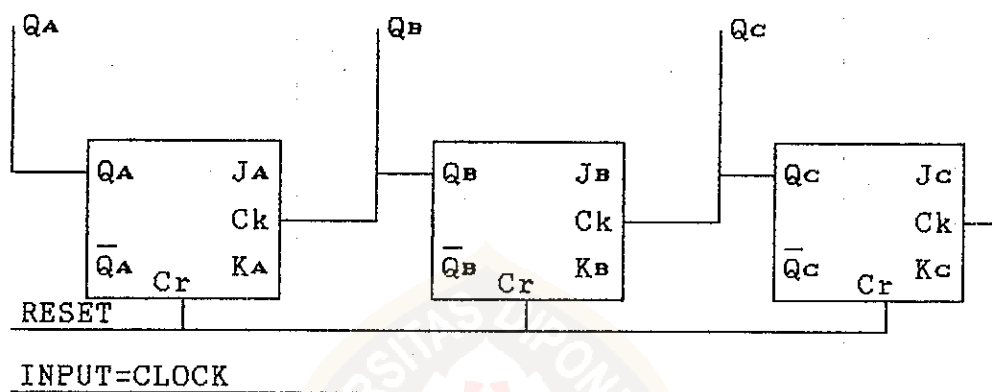
Tabel 2.7: Tabel kebenaran dari J dan K setiap flip-flop sebagai fungsi dari Q_A , Q_B dan Q_C untuk pencacah biner tak sinkron.

Dari tabel 2.9 terlihat bahwa kalau dipilih semua $x = 1$, maka akan diperoleh persamaan sebagai berikut :

$$J_A = K_A = 1$$

$$J_B = K_B = 1$$

Rangkaian untuk pencacah tak sinkron modulo-8 ditunjukkan pada gambar 2.17.



Gambar 2.17: Rangkaian pencacah tak sinkron modulo-8

2.2.2.2. Pencacah BCD tak sinkron

Dari urutan pencacahannya yang terlihat pada tabel 2.8, dapat disimpulkan bahwa :

1. Agar Q_D berubah setiap ada pulsa masuk maka perlu diatur $J_D = K_D = 1$
2. Sebagai pulsa clock dari flip-flop C adalah Q_D , sedangkan sebagai pulsa clock dari flip-flop B adalah Q_C .

Selanjutnya perlu dibuat tabel kebenaran dari J_A , K_A , J_B , K_B , J_C dan K_C (tabel 2.8). Untuk keadaan di bawah garis putus-putus semua diisi dengan x karena keluaran dari

pencacah tidak pernah mempunyai harga ini.

$(Q_A Q_B Q_C Q_D)_n$	$(Q_A Q_B Q_C Q_D)_{n+1}$	J_A	K_A	J_B	K_B	J_C	K_C
0 0 0 0	0 0 0 1	X	X	X	X	X	X
0 0 0 1	0 0 1 0	0	X	X	X	1	X
0 0 1 0	0 0 1 1	X	X	X	X	X	X
0 0 1 1	0 1 0 0	0	X	1	X	X	1
0 1 0 0	0 1 0 1	X	X	X	X	X	X
0 1 0 1	0 1 1 0	0	X	X	X	1	X
0 1 1 0	0 1 1 1	X	X	X	X	X	X
0 1 1 1	1 0 0 0	1	X	X	1	X	1
1 0 0 0	1 0 0 1	X	X	X	X	X	X
1 0 0 1	0 0 0 0	X	1	X	X	0	X
1 0 1 0	1 0 1 0	X	X	X	X	X	X
1 0 1 1	1 0 1 1	X	X	X	X	X	X
1 1 0 0	1 1 0 0	X	X	X	X	X	X
1 1 0 1	1 1 0 1	X	X	X	X	X	X
1 1 1 0	1 1 1 0	X	X	X	X	X	X
1 1 1 1	1 1 1 1	X	X	X	X	X	X

Tabel 2.8: Tabel kebenaran dari J dan K setiap flip-flop sebagai fungsi dari Q_A , Q_B dan Q_C untuk pencacah BCD tak sinkron.

Dari tabel 2. 8 tersebut terlihat bahwa untuk K_A , J_B dan K_C kalau dipiluh semua $x = 1$ maka didapat persamaan :

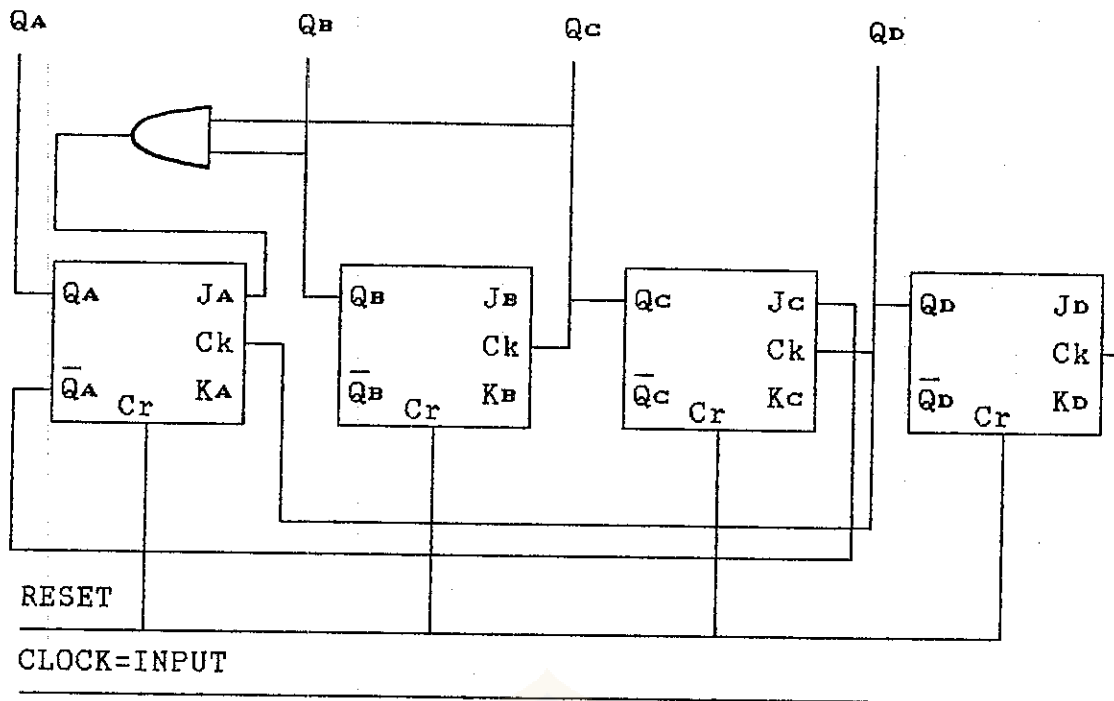
$$K_A = J_B = K_B = K_C = 1$$

Sedangkan untuk J_A dan J_C dengan map Karnough diperoleh :

$$J_A = Q_B Q_C$$

$$J_C = Q_B$$

Rangkaian dari pencacah BCD tak sinkron ditunjukkan pada gambar 2.18.



Gambar 2.18: Rangkaian pencacah BCD tak sinkron

