



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Pendahuluan

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

TatapMuka

01

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Ilmu Telekomunikasi dapat dikelompokkan menjadi dua bagian besar, yaitu, Sistem Telekomunikasi, dan Rangkaian Elektroniknya. Sistem, banyak membicarakan keseluruhan konsep satu sistem, misalnya Sistem Komunikasi Microwave, Sistem Komunikasi Satelit, dsb. Sementara Rangkaian Elektronika Telekomunikasi banyak membahas rangkaian penyusun sistem telekomunikasi tersebut, seperti rangkaian resonansi, yang dapat berada pada sistem penerima sebagai rangkaian tuning.

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui perkembangan elektronika, dan juga telekomunikasi.

SILABUS MATA KULIAH ELEKTRONIKA TELEKOMUNIKASI

Program Studi : Teknik Elektro

Fakultas : Teknik

Pertemuan	Modul	Rincian
1	Pendahuluan	Pembagian pita dan alokasi pita frekuensi, rangkaian resonansi, rancangan induktor praktis, proses superheterodyne
2	Rangkaian Resonansi	Dynamic resistance dan faktor Q, 3Db Bandwidth, penggunaan rangkaian tuning, Single tuned Amplifier,
3	Rangkaian Resonansi (Lanjutan)	Rangkaian Tuning Ganda, Rangkaian Staggered Pair, Nilai Empirik K,
4	Rangkaian Penyesuai	Transformers Match, Rangkaian match
5	Rangkaian Penyesuai (Lanjutan)	Saluran Trafo, Smith Chart, Single Stub,
6	Penguat Sinyal Kecil	Pengukuran Gain, Penguat Transistor,
7	Penguat Sinyal Kecil (Lanjutan)	Cara Kerja JFET dan Kurva Karakteristiknya, Cara Memberikan Pra Tegangan, Rangkaian Pengganti Sinyal Kecil,
8	Harmonisa pada Rangkaian Non-Linear	Pemanfaatan Sinyal Harmonisa, Harmonisa dari Rangkaian Non Linier
9	Osilator	Osilator Sinusoidal, Osilator Non Sinusoidal
10	Penguat Sinyal Besar	Kelas Penguat, Penguat Daya Kelas A, Penguat Daya Kelas B, Penguat Daya Kelas AB,
11	Modulator	Modulator AM, Modulator FM
12	Mixer	Additive Mixing, Multiplicative Mixing,

13	Demodulator	Demodulator AM & AGC,
14	Sistem TX dan RX	Sistem Penerus-pancar (<i>link</i>), Sistem Penerima Superheterodyne

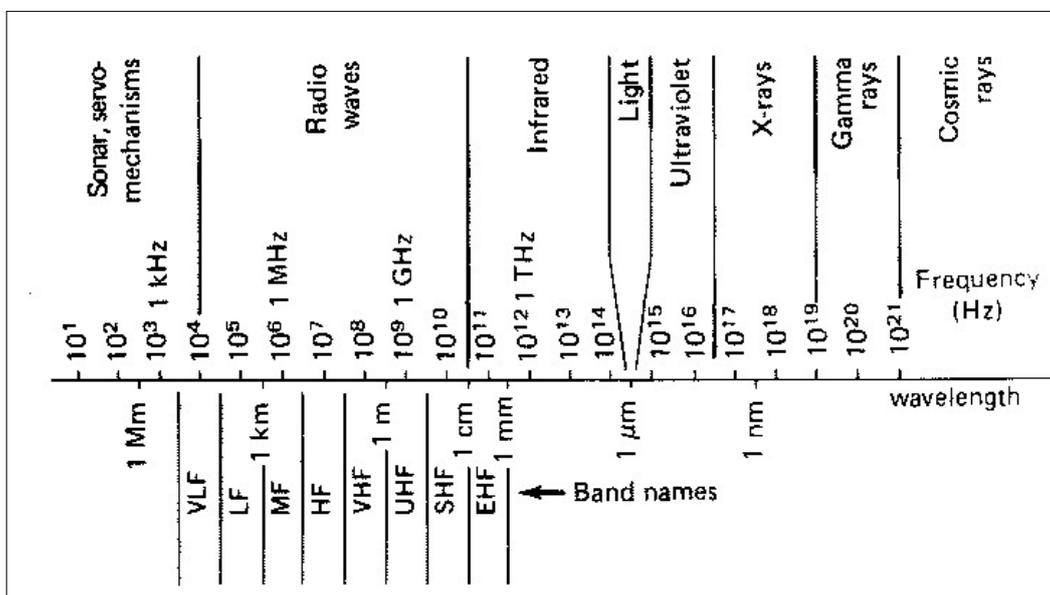
PENDAHULUAN

Ilmu Telekomunikasi dapat dikelompokkan menjadi dua bagian besar, yaitu, Sistem Telekomunikasi, dan Rangkaian Elektronika-nya. Sistem, banyak membicarakan keseluruhan konsep satu sistem, misalnya Sistem Komunikasi Microwave, Sistem Komunikasi Satelit, dsb. Sementara Rangkaian Elektronika Telekomunikasi banyak membahas rangkaian penyusun sistem telekomunikasi tersebut, seperti rangkaian resonansi, yang dapat berada pada sistem penerima sebagai rangkaian tuning. Kemudian rangkaian matching, yang berada pada sistem pemancar sebagai rangkaian penyesuai impedansi antara unit tahap akhir dengan sistem antenanya, dsb.

Pada mata kuliah kali ini, pembahasan yang diberikan berkaitan dengan sistem pemancar dan penerima pada umumnya yang meliputi :

- Rangkaian resonansi,
- Rangkaian matching,
- Penguat sinyal kecil,
- Harmonisa pada rangkaian non linier,
- Osilator,
- Penguat daya dan Frequency multiplier,
- Modulator dan Demodulator,
- Mixer.
- Sistem Pemancar dan Penerima

Dalam hal ini tentu saja sinyal yang diolahnya adalah semua sinyal yang berfrekuensi atau sinyal bolak-balik dengan frekuensi yang umumnya berada pada pita frekuensi radio atau RF (*radio frequency*). Pita RF berada diatas pita frekuensi audio, yang meli-puti MF, HF, VHF, UHF, SHF dan EHF seperti ditunjukkan pada diagram spektrum frekuensi Gbr-1. Disebutkan bahwa, proses yang terjadi umumnya bekerja dengan frekuensi yang berada pada pita RF, tetapi terdapat juga satu proses modulasi terjadi pada pita frekuensi audio seperti sistem telegraf (VFT = *voice frequency telegraph*), atau modulasi pulsa pada sistem modem komunikasi data (modulasi PSK = *phase shift key-ing* dan FSK = *frequency shift keying*). Beberapa sistem tersebut bekerja pada frekuensi di kisaran 2000 Hz sampai 3000 Hz, yang merupakan pita frekuensi audio.



Gbr-1 Spektrum frekuensi

1.1. Pembagian Pita dan Alokasi Pita Frekuensi

Frekuensi merupakan sumber daya alam yang terbatas, sehingga dianggap perlu oleh dunia, melalui organisasi ITU (International Telecommunication Union) untuk melakukan pengaturan-pengaturan yang diperlukan dalam memanfaatkan sumber daya frekuensi tersebut secara bersama. Pengaturan tersebut utamanya akan memberikan keadaan dimana

tidak akan terjadi interferensi diantara sistem peralatan yang dioperasikan di dunia ini, karena setiap sistem bekerja pada frekuensi sesuai peruntukannya. Bila terjadi konflik, maka di ITU hal-hal tersebut diselesaikan. Semua keputusan diambil secara bulat (biasa diistilahkan dengan ‘*unanimously*’ dalam awal keputusan atau satu rekomendasi) dan semua anggota menaatinya. ITU sendiri adalah badan dunia yang ber-anggotakan seluruh negara di dunia ini yang berkedudukan di Jenewa, Swiss.

Untuk pita atau band frekuensi radio, ITU membaginya seperti digambarkan spektrum-nya pada Gbr-1 diatas, dan pengaturan ini dituangkan pada buku RR (Radio Regulation) yang dikeluarkan oleh IFRB (International Frequency Regulation Board), satu organ di ITU (sebelum restrukturisasi organisasi ITU 1 Mei 1993). Sekarang ditangani oleh Radiocommunication Bureau (RB) yang merupakan penggabungan antara organ dan fungsi CCITT, CCIR, dan IFRB.

Pembagian pita tersebut dituangkan di Article-2 butir-208, yang intinya mengatakan, bahwa, satuan frekuensi adalah hertz (Hz), dan frekuensi dinyatakan dalam :

- kilohertz (kHz), sampai frekuensi dan termasuk 3000 kHz,
- megahertz (MHz), diatas 3000 kHz sampai dan termasuk 3000 MHz,
- gigahertz (GHz), diatas 3000 MHz sampai dan termasuk 3000 GHz,
- terahertz (THz), untuk frekuensi diatas 3000 GHz yang termasuk gelombang sentimilimetrik, milimetrik, dan desimilimetrik (milimetrik = mikrometrik).

Pita frekuensi tersebut ditabulasikan dalam Tabel 1-1.

Tabel 1-1 Pembagian Pita Frekuensi Radio

<i>Nomor Pita</i>	<i>Simbol</i>	<i>Batas Pita Frekuensi</i>	<i>Ukuran Gelombang</i>	<i>Singkatan Metrik</i>
-------------------	---------------	-----------------------------	-------------------------	-------------------------

4	VLF	3 – 30 kHz	Myriametric waves	B.Mam
5	LF	30 – 300 kHz	Kilometric waves	B.km
6	MF	300 – 3000 kHz	Hectometric waves	B.hm
7	HF	3 – 30 MHz	Decametric waves	B.dam
8	VHF	30 – 300 MHz	Metric waves	B.m
9	UHF	300 – 3000 MHz	Decimetric waves	B.dm
10	SHF	3 – 30 GHz	Centimetric waves	B.cm
11	EHF	30 – 300 GHz	Millimetric waves	B.mm
12		300 – 3000 GHz	Decimillimetric waves	

Catatan 1 : Nomor Pita ditentukan dari $0,3 \times 10^N$ sampai 3×10^N Hz

Catatan 2 : Prefix, k = kilo (10^3), M = mega (10^6), G = giga (10^9), T = tera (10^{12}).

Kemudian dalam butir-209 dalam Article-2 tersebut, dinyatakan bahwa, peristilahan, simbol, maupun singkatan yang digunakan dalam persuratan antara administrator dan ITU untuk pita frekuensi tersebut, tidak digunakan lain sebutan kecuali yang disebutkan dalam butir-208 diatas.

Sementara alokasi frekuensi yang juga dibukukan dalam buku RR, adalah, pembagian pita frekuensi menurut peruntukan tertentu. Keseluruhan bola dunia ini dibagi menjadi tiga kawasan atau region. Indonesia termasuk dalam Region-3. Alokasi tersebut juga disusun dalam bentuk tabel seperti ditunjukkan contoh Tabel 1-2 berikut.

*Tabel 1-2 Alokasi Pita 87 – 100 MHz *)*

Region 1	Region 2	Region 3

87,5 – 100 SIARAN 581 582	88 – 100 SIARAN	87 – 100 TETAP BERGERAK SIARAN 580
100 – 108	SIARAN 582 584 585 586 587 588 589	

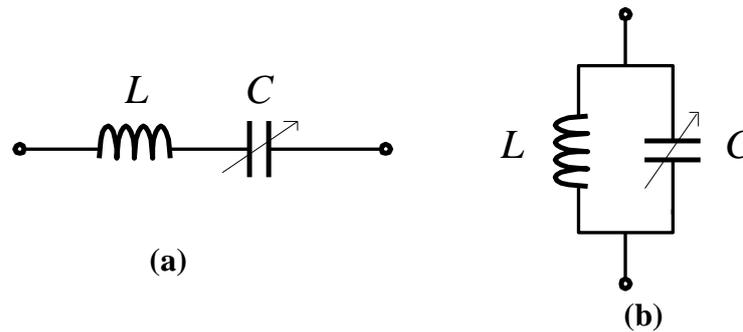
*) Dari RR, p8-60 (1990)

Satu contoh Tabel 1-2 adalah alokasi untuk pita 87,5 – 100 MHz. Pada *region-1*, pita **87,5-100** MHz dialokasikan untuk penyiaran, sedang pada *region-2*, alokasi untuk penyiaran tersebut pada pita **88-100** MHz. Sementara pada *region-3*, pita **87-100** MHz tersebut, disamping dialokasikan untuk penyiaran, juga dialokasikan untuk siaran tetap (*fixed*) dan bergerak (*mobile*) secara 'sama' kesempatannya. Kesempatan 'sama' itu dinyatakan dengan huruf besar semua untuk ketiga layanan itu. Penentuan selanjutnya untuk kasus ini ditetapkan oleh administrator negara setempat, mana dari ketiga peruntukan itu yang dioperasikan. Untuk Indonesia, administrator adalah Direktorat Jenderal Pos dan Telekomunikasi – Depkominfo.

1.2. Sifat-sifat Rangkaian Resonansi

Rangkaian resonansi banyak digunakan, baik pada sisi pemancar maupun penerima yang fungsi utamanya adalah memberikan keadaan optimum pada penyaluran daya sinyal berfrekuensi atau bolak-balik, dengan jalan menyesuaikan nilai besaran komponen penyusunnya. Komponen dasar penyusunnya terdiri dari satu induktor dan satu kapasitor. Kedua komponen ini dapat terpasang seri maupun paralel seperti ditunjukkan pada Gbr-2.

Nilai induktor dalam henry yang biasanya pada orde mikro ($\mu\text{H} = 10^{-6}$ henry), dan kapasitor dalam farad yang biasanya pada orde pico ($\text{pF} = 10^{-12}$ farad).



Gbr-2 Rangkaian resonansi
(a) seri; (b) parallel

Keadaan optimum yang dimaksudkan berbeda antara rangkaian resonansi seri dan paralel. Pada keadaan optimum tersebut, rangkaian dikatakan pada kondisi resonansi atau beresonansi. Untuk resonansi seri, keadaan optimum adalah, impedansi rangkaian resonansi mencapai nilai minimumnya, sehingga arus yang melaluinya mencapai nilai maksimum. Sementara untuk resonansi paralel, keadaan optimum tersebut adalah, bahwa impedansi rangkaian resonansi mencapai nilai maksimum, sehingga arus yang melewatinya mencapai nilai minimum. Pada keadaan resonansi itu, nilai impedansi rangkaian resonansi bersifat resistif murni yang bernilai R_D yang disebut sebagai resistansi dinamik (*dynamic resistance*).

Pada keadaan resonansi, frekuensi sinyal bolak-balik mencapai satu nilai tertentu, yaitu frekuensi resonansi, sedemikian sehingga impedansi rangkaian resonansi mencapai nilai R_D tersebut. Untuk rangkaian resonansi seri misalnya yang mempunyai nilai impedansi sebesar, $Z = R + j(\omega L - 1/\omega C)$, maka impedansi tersebut akan menjadi minimum, yaitu R (yang kemudian menjadi $= R_D$), bila bagian imajiner sama dengan nol. Dari syarat itu, maka frekuensi resonansinya tertentu dari,

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

atau,

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

atau,

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \dots\dots\dots (1-1)$$

Contoh Soal

1. Satu rangkaian resonansi seri yang digunakan untuk jalur feedback, mempunyai nilai induktor sebesar 25 mH, dan kapasitornya mempunyai nilai 100 pF. Tentukan nilai frekuensi resonansinya ?
2. Satu rangkaian resonansi paralel digunakan untuk rangkaian tuning. Bila setelah dilakukan tuning, nilai induktornya sebesar 5 μH dan kapasitornya jatuh pada nilai 10 pF, tentukan gelombang radio yang ditangkap oleh rangkaian tuning tersebut ?
3. Satu rangkaian tuning menangkap frekuensi 144 MHz. Bila pada posisi tersebut , nilai kapasitansi pada rangkaian tersebut sebesar 5 pF, tentukan nilai induktornya ?

Jawaban

1. Sesuai dengan rumus (1-1), maka frekuensi resonansinya tertentu sebesar,

$$\begin{aligned}
 f_r &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \\
 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{25 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{-12}}} = \mathbf{100.658,4 \text{ Hz}}
 \end{aligned}$$

2. Dengan jalan yang sama, maka frekuensi sinyal radio yang ditangkap rangkaian tu-ning tersebut sebesar, **22,5 MHz**. Kalau dilihat pada pembagian pita frekuensi yang ada, maka frekuensi tersebut berada pada pita HF (high frequency), yang sesuai pada alokasi pita frekuensi untuk penyiaran radio SW (short wave).
3. Gunakan rumus yang sama, tertentu nilai induktor bersangkutan sebesar **0,244 μH**.

1.3. Rancangan Induktor Praktis

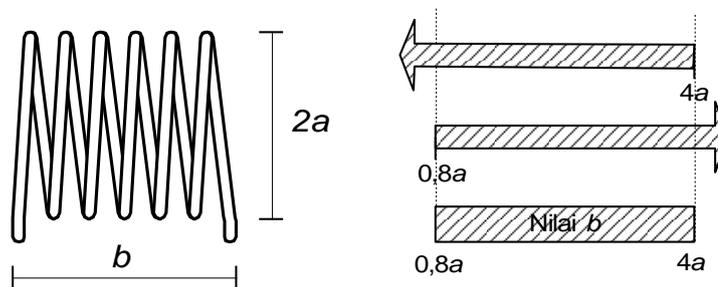
Sebuah induktor inti udara dengan nilai tertentu dapat dibuat praktis dengan menentukan diameter dan panjang kumparannya. Nilai praktis yang akan kita peroleh tertentu dari rumus empiris,

$$L = \frac{a^2 n^2}{9a + 10b} \dots\dots\dots (1-2)$$

dimana :

- L = induktansi (μH)
- a = jari-jari kumparan (inci)
- b = panjang kumparan (inci)
- n = jumlah lilitan

Ukuran-ukuran tersebut ditunjukkan pada Gbr-3. Rumus (1-2) sangat cocok sekali dengan nilai induktansi yang dihasilkan, bila panjang kumparan b sama dengan atau lebih besar dari $0,8a$, atau dipenuhi $b \geq 0,8a$. Syarat lain yang harus dipenuhi agar diperoleh faktor kualitas yang besar, maka diameter kumparan tidak lebih kecil dari setengah ukuran panjang kumparan. Agar semua syarat dipenuhi, yaitu $2a \geq (1/2)b$ atau $b \leq 4a$, dan $b \geq 0,8a$, maka kita gunakan garis bilangan untuk menentukan ukuran kumparan dengan menentukan dahulu ukuran a sebagai pokok, kemudian ukuran b tertentu. Dari garis bilangan terlihat bahwa, nilai b terletak antara harga $0,8a$ dan $4a$. Jadi bila jari-jari a kita tentukan sebesar 1 inci, maka untuk panjang kumparan b dapat kita pilih sebesar 1 inci juga.



(a) (b)

Gbr-3 Kumparan Induktor
(a) Ukuran; (b) garis bilangan

Faktor kualitas yang disebutkan diatas sebenarnya adalah, satu bilangan bulat yang merupakan parameter atau spesifikasi kumparan. Makin besar nilainya, makin baik kinerjanya sebagai rangkaian tuning. Rangkaian tuning yang mempunyai faktor kualitas besar, akan memberikan selektifitas yang baik. Selanjutnya akan diuraikan dalam pembahasan Rangkaian Tuning. Untuk faktor kualitas tersebut nilainya tertentu dari hubungan,

$$Q = \frac{\omega L}{r} \dots\dots\dots (1-3)$$

dimana :

- Q = faktor kualitas
- ω = kecepatan sudut = $2\pi f_r$ (radian/detik)
- f_r = frekuensi resonansi (Hz)

L = induktansi kumparan (henry)

r = nilai resistansi yang relatif kecil dari konduktor bahan kumparan (Ω)

Contoh Soal

4. Diinginkan sebuah kumparan inti udara yang mempunyai nilai induktansi sebesar $0,25 \mu\text{H}$. Rencanakan kumparan tersebut ?
5. Diketahui dimensi sebuah kumparan, yaitu panjang 2 cm, dan diameternya 3 cm, sementara jumlah lilitannya 20. Hitung nilai induktansi kumparan tersebut ?
6. Satu rangkaian tuning beresonansi pada frekuensi 455 kc/s. Kapasitansi variable pada posisi frekuensi tersebut menunjukkan nilai 200 pF, dan faktor kualitasnya sebesar 10. Hitung resistansi seri yang dimiliki bahan induktornya ?

Jawaban

4. Sesuai dengan rumus (1-2), dan syarat ukuran nilai b , yaitu, $0,8a \leq b \leq 4a$, maka nilai a dan b tertentu sebagai berikut,

Kita pilih dulu nilai a , yaitu, $1 \text{ cm} = 0,39 \text{ inci}$, sehingga nilai ukuran b berada antara nilai $0,31 \text{ inci}$ dan $1,56 \text{ inci}$. Kemudian nilai b dapat kita pilih sebesar 1 inci . Kemudian dari rumus (1-2) tertentu jumlah lilitannya sebanyak $4,7$ lilitan.

Sehingga data rancangan kumparan sbb :

- ✓ Diameter = 2 cm
- ✓ Panjang = 2,54 cm
- ✓ Jumlah lilitan = 4,7

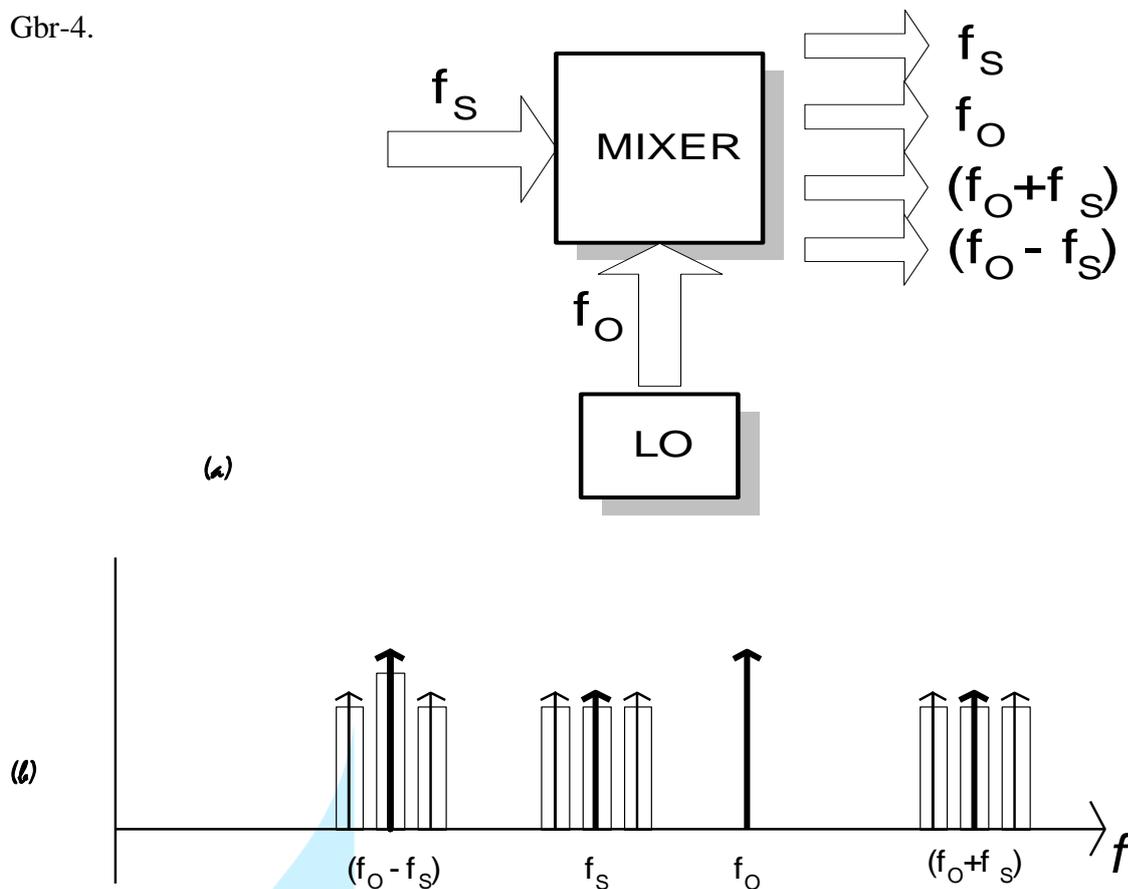
5. Panjang kumparan = $2 \text{ cm} = 0,79 \text{ inci}$, sedang jari-jarinya = $1,5 \text{ cm} = 0,59 \text{ inci}$. Dari rumus (1-2) tertentu nilai induktansi sebesar **$10,54 \mu\text{H}$**
6. Dengan menggunakan rumus (1-1) dan (1-3), maka diperoleh nilai resistansi kumparan, r = **175Ω** .

1.4. Proses Superheterodyne

Hampir seluruh sistem telekomunikasi tidak lepas dari proses translasi frekuensi, yaitu perubahan frekuensi kerja dari yang tinggi menjadi lebih rendah atau sebaliknya. Seperti misalnya sistem penerima televisi, dimana terjadi perubahan dari frekuensi kanal yang ditangkap menjadi frekuensi intermediet, untuk kemudian dideteksi sinyal gambar dan sinyal suaranya. *Intermediate frequency* (IF) adalah frekuensi terpilih yang dihasilkan dari dua pencampuran frekuensi, yaitu, frekuensi sinyal atau kanal dengan frekuensi osilator lokal yang merupakan sub sistem sistem penerima tersebut. Proses ini disebut dengan proses *superheterodyne*, dan karena itu kemudian sistem penerimanya juga disebut sebagai penerima *superheterodyne*. Kata '*superheterodyne*' sendiri merupakan pemendekan dari '*supersonic heterodyne*', yaitu, pita frekuensi yang diluar pendengaran manusia.

Dalam proses ini terjadi pencampuran dua sinyal dengan frekuensi berbeda, misalnya f_1 dan f_2 , yang kemudian pada outputnya dihasilkan empat frekuensi, yaitu, f_1 , f_2 , $(f_1 - f_2)$, dan $(f_1 + f_2)$. Tentu saja dalam hal ini $f_1 > f_2$. Diagram blok dan gambaran spektrum frekuensi yang dihasilkan dilukiskan pada

Gbr-4.



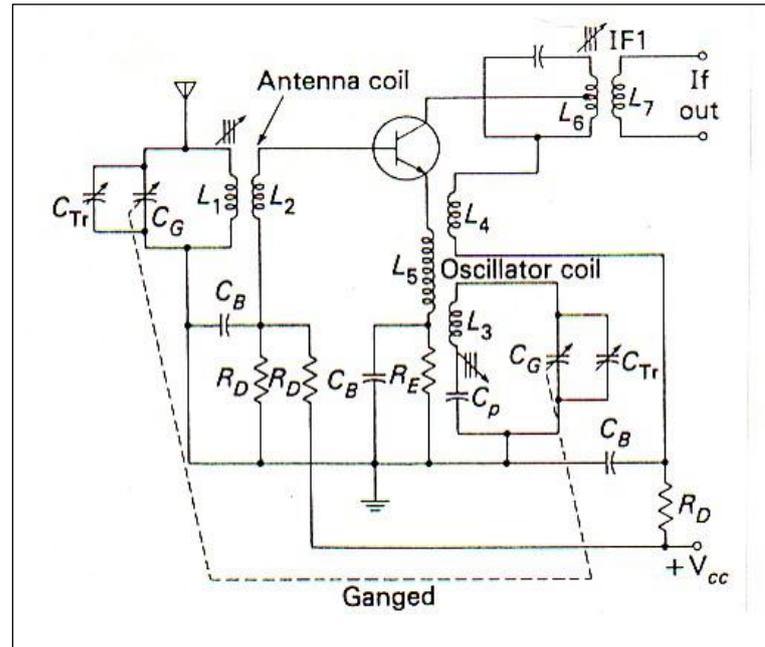
Gbr-4 Proses Superheterodyne
(a) diagram blok; (b) spektrum frekuensi

Nampak pada Gbr-4, frekuensi yang diambil adalah yang terjadi pada sistem penerima superheterodyne, dimana f_s dan f_o masing-masing adalah, frekuensi sinyal yang telah diseleksi oleh rangkaian tuning, dan frekuensi sinyal dari osilator lokal. Disekitar frekuensi sinyal, frekuensi selisih, dan frekuensi jumlahnya, terdapat sinyal-sinyal kanal yang berdekatan (akibat tidak dipenuhinya syarat adanya *guard band* diantara kanal), tetapi akhirnya disaring oleh rangkaian tuning double menuju penguat IF. Output penguat IF akhirnya hanya $(f_o - f_s)$. Dalam hal sistem penerima radio AM, nilai IF adalah 455 kc/s, sementara untuk sistem radio FM ditetapkan nilainya sebesar 10,7 MHz.

Dalam teori superheterodyne, sinyal selisih merupakan bilangan bulat positif, sehingga tidak mungkin $(f_1 - f_2)$ terjadi bila $f_2 > f_1$. Demikian juga pada sistem penerima tersebut diatas, bahwa $f_o > f_s$. Terdapat dua alasan teknis mengapa frekuensi osilator lokal lebih besar dari frekuensi sinyal, yaitu,

1. Kapasitor variabel (*rotary*) yang dapat dirancang praktis mempunyai ratio 10 : 1. Nilai ini sesuai dengan nilai minimum dan maksimum kapasitansi variabel yang diberikan, yaitu 50 pF ~ 500 pF,
2. Bila diambil $f_s > f_o$, maka akan terjadi kesulitan '*tracking*', yaitu sulit mendapatkan nilai IF yang konstan sepanjang *range* 50 pF ~ 500 pF nilai kapasitansi kapasitor variabel tersebut.

Kapasitor variable dalam sistem penerima radio terdiri dari dua atau tiga blok atau gänge yang menjadi satu poros pengatur. Bila kita melakukan tuning, maka berarti kita mengubah nilai dua atau tiga kapasitansi yang masing-masing berada pada rangkaian tuning, dan *tank circuit* (kombinasi dari kapasitor dan induktor) osilator local seperti ditunjukkan pada Gbr-5. Untuk hal ini akan dijelaskan lebih lanjut dalam uraian tentang Mixer.



Gbr-5 Rangkaian Self-excited Mixer

Daftar Pustaka

1. General Secretariat-ITU; **Radio Regulations, Vol. 1**, ITU, Geneva, 1990
2. Kennedy, George; **Electronic Communication Systems**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988.
3. Roddy, Dennis & Coolen, John; **Electronic Communications**, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Rangkaian Resonansi

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

02

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Nama lain dari Rangkaian Resonansi adalah Rangkaian Penala. Dalam bahasa Inggris-nya adalah *Tuning Circuit*, yaitu satu rangkaian yang berfungsi untuk menala sinyal dengan frekuensi tertentu dari satu band frekuensi.

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari r Dynamic Resistance dan Faktor Q dan 3 db Bandwidth.

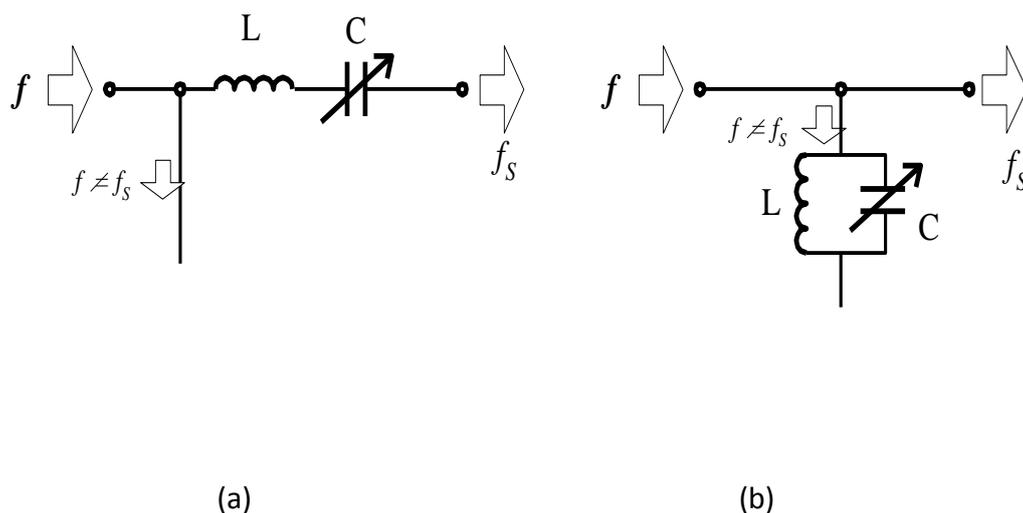
RANGKAIAN RESONANSI

Nama lain dari Rangkaian Resonansi adalah Rangkaian Penala. Dalam bahasa Inggris-nya adalah *Tuning Circuit*, yaitu satu rangkaian yang berfungsi untuk menala sinyal dengan frekuensi tertentu dari satu band frekuensi.

Melakukan penalaan berarti rangkaian tersebut '*beresonansi*' dengan sinyal tersebut. Dalam keadaan tertala, sinyal bersangkutan dipilih untuk diteruskan ke tahap selanjutnya. Rangkaian penala dapat digunakan misalnya,

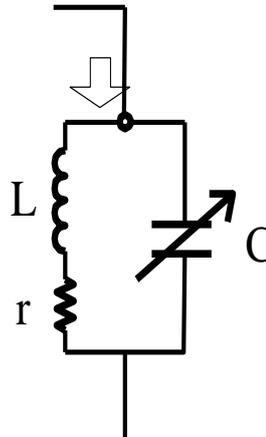
- ✓ Antara sistem antena dan penguat RF satu sistem penerima,
- ✓ Antara tahap-tahap penguat RF, IF pada sistem penerima superheterodyne, dsb.

Rangkaian penala pada dasarnya disusun dari sebuah kapasitor dan sebuah induktor, yang dapat tersambung *seri* maupun *paralel* seperti ditunjukkan kembali pada Gbr-1. Tetapi pada umumnya rangkaian penala yang digunakan yang berbentuk paralel. ***Dalam keadaan resonansi, impedansi ataupun admitansinya mempunyai bagian imajiner sama dengan nol.***



Gbr-1 Rangkaian resonansi
(a) seri; (b) paralel

Karena selalu satu induktor mempunyai komponen resistif yang disebabkan oleh bahan logamnya (semisal tembaga), maka induktor tersebut mempunyai rangkaian ekivalen seperti ditunjukkan pada Gbr-2, serta akan mempunyai nilai admitansi sebagai berikut.



Gbr-2 Rangkaian resonansi paralel dgn. komponen resistif

Dalam pembahasan disini, yang diuraikan adalah rangkaian resonansi bentuk paralelnya. Tetapi akan terbukti nanti, bahwa besar frekuensi resonansinya akan sama dengan frekuensi resonansi bentuk serinya.

$$\begin{aligned}
 Y &= \frac{1}{r + j\omega L} + j\omega C \\
 &= \frac{r - j\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} + j\omega C \\
 &= \frac{r}{r^2 + \omega^2 L^2} + j\left(\omega C - \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2}\right) \quad \dots\dots\dots (2-1)
 \end{aligned}$$

Pada keadaan tertala (resonansi), admitansi persamaan (2-1) mempunyai bagian ima-jiner = 0, sehingga admitansi dalam keadaan resonansi menjadi,

$$\omega_{po} C = \frac{\omega_{po} L}{r^2 + \omega_{po}^2 L^2} \quad \dots\dots\dots (2-2)$$

dimana,

$$\begin{aligned}\omega_{po} &= \omega \text{ pada keadaan resonansi rangkaian tuning parallel tersebut} \\ &= 2\pi f_{po}\end{aligned}$$

Dari persamaan (2-2), akan tertentu nilai frekuensi resonansi paralel sebagai,

$$\omega_{po} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}} \dots\dots\dots (2-3)$$

Terlihat pada persamaan (2-3), bahwa bila induktor L mempunyai sifat resistif yang sangat kecil sehingga dapat diabaikan, $r \ll$, maka persamaan (2-3) menjadi,

$$\omega_{po} \approx \sqrt{\frac{1}{LC}} \dots\dots\dots (2-4)$$

yaitu sama dengan ω_{so} , ω untuk rangkaian tuning seri pada keadaan resonansi seperti dinyatakan pada persamaan (1-1). Oleh karena itu untuk selanjutnya, index p dihilangkan untuk penyederhanaan.

2.1. Dynamic Resistance dan Faktor Q

Seperti disebutkan diatas, bahwa dalam keadaan resonansi, admitansi maupun impedansi satu rangkaian tuning menjadi riil atau bersifat resistif. Impedansi yang resistif tersebut dinamakan *dynamic resistance* yang besarnya dapat diturunkan berikut ini.

Dari persamaan (2-1) dan (2-2) tertentu,

$$Y_o = \frac{r}{r^2 + \omega_o^2 L^2}$$

dan $r^2 + \omega_o^2 L^2 = \frac{L}{C}$, maka $Y_o = \frac{Cr}{L}$, sehingga *dynamic resistance*, R_D , sama dengan $1/Y_o$ atau,

$$R_D = \frac{L}{Cr} \dots\dots\dots (2-5)$$

Satu parameter rangkaian tuning yang lain adalah faktor kualitas yang biasa disebut dengan faktor Q. Faktor kualitas didefinisikan sebagai perbandingan antara tegangan pada induktor dan tegangan pada resistansi induktor tersebut, sehingga nilainya adalah,

$$Q = \frac{\omega L}{r} \dots\dots\dots (2-6)$$

Faktor kualitas ini akan menentukan sifat selektifitas rangkaian tuning yang akan diuraikan kemudian. Sedang **selektifitas** didefinisikan sebagai kemampuan untuk memisahkan satu frekuensi dari kelompok frekuensi yang lain dalam satu band frekuensi.

Dari persamaan (2-6), nilai *dynamic resistance* menjadi,

$$R_D = \frac{Q}{\omega_o C} \dots\dots\dots (2-7)$$

Kemudian, dengan syarat $r \ll \omega_o L$, yaitu nilai resistif kumparan, maka persamaan (2-2) memberikan hubungan $\omega_o L = 1/\omega_o C$, sehingga rumus untuk *dynamic resistance* menjadi,

$$R_D = Q^2 r \dots\dots\dots (2-8)$$

Contoh Soal 2-1. Suatu rangkaian tuning paralel, mempunyai faktor kualitas Q = 200 pada keadaan resonansi dengan frekuensi kerja $f = 10$ MHz. Nilai kapasitansi tuning adalah 10 picofarad. Hitung :

- (a) dynamic resistance ?
- (b) nilai resistansi induktor bila dianggap nilai tersebut tidak berubah terhadap frekuensi ?

Jawaban :

$$(a) R_D = \frac{Q}{\omega_0 C} = \frac{200}{2\pi \times 10^7 \times 10 \times 10^{-12}}$$

$$= \mathbf{318,31 \text{ k}\Omega}$$

$$(b) R_D = Q^2 \cdot r \rightarrow r = \frac{R_D}{Q^2} = \frac{318,31 \times 10^3}{(200)^2} = \mathbf{7,96 \Omega}$$

Contoh Soal 2-2. Suatu rangkaian tuning seri, mempunyai induktor dengan nilai 2 μH yang mempunyai nilai resistif sebesar 2 Ω . Rangkaian tersebut bere-sonansi pada frekuensi $f = 50 \text{ MHz}$. Pada rangkaian ini diberikan tegangan se-besar 1 volt efektif. Hitung :

- (a) nilai kapasitansi serinya ?
- (b) faktor kualitas Q rangkaian dan dynamic resistance ?
- (c) tegangan pada ujung-ujung kapasitor ?

Jawaban :

$$(a) \omega \approx \sqrt{\frac{1}{LC}} \rightarrow C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 50 \times 10^6)^2 \times 2 \times 10^{-6}} = 5,066 \times 10^{-12} \text{ farad}$$

$$= \mathbf{5,07 \text{ pF}}$$

$$(b) Q = \frac{\omega L}{r} = 2\pi \times 50 \times 10^6 \times 2 \times 10^{-6} / 2 = \mathbf{314,16}$$

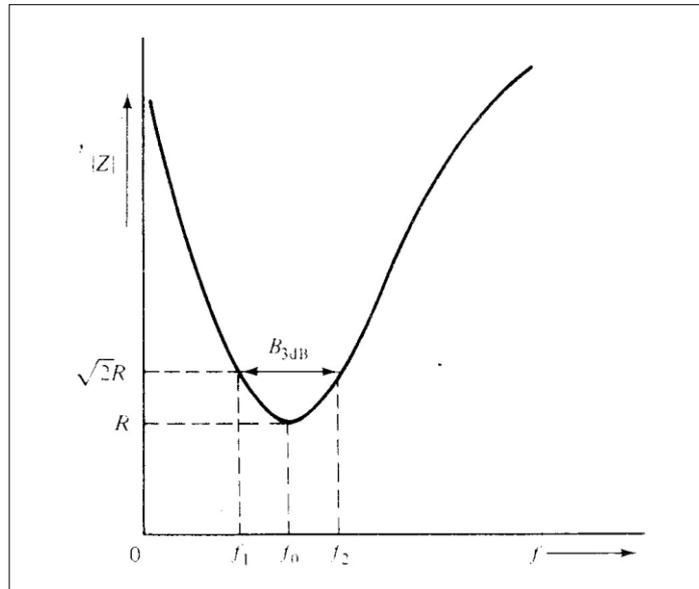
$$R_D = r = \mathbf{2 \Omega}$$

$$(c) \text{Tegangan ujung-ujung kapasitor, } V_C = \frac{X_C}{R_D} \times V_{eff} = \frac{1}{2\pi f \times C \times R_D} \times V_{eff}$$

$$= [1 / (2\pi \times 50 \times 10^6 \times 5,066 \times 10^{-12})] \times 1 = \mathbf{6,28 \times 10^{-4} \mu \text{ volt}_{rms}}$$

2.2. 3 dB Bandwidth

Secara umum, rangkaian tuning seri mempunyai kurva karakteristik impedansi sebagai berikut,



Gbr-3 Karakteristik impedansi rangkaian tuning seri, terlihat 3 dB bandwidth yang dibatasi oleh f_2 dan f_1 .

Terlihat bahwa, pada frekuensi resonansi, impedansi rangkaian tuning seri mencapai nilai minimumnya, yang kemudian di sekitar frekuensi tersebut ($= f_0$) terjadi peningkatan yang relatif simetris. *3dB bandwidth* didefinisikan pada nilai $\sqrt{2}$ nilai minimum tersebut di kiri dan kanannya seperti ditunjukkan pada Gbr-3. Sebutan 3 dB untuk *band-width* itu muncul dari nilai $20\log\sqrt{2}$. Dari definisinya jelas, bahwa nilai *bandwidth* tertentu oleh selisih f_2 dan f_1 atau,

$$B = f_2 - f_1 \quad \dots\dots\dots (2-9)$$

Yang dinyatakan dalam satuan frekuensi (Hz atau c/s). Berkaitan dengan factor Q rangkaian tuning, besar nilai *bandwidth* dinyatakan oleh rumus,

$$B = \frac{f_o}{Q} \quad \dots\dots\dots (2-10)$$

Terlihat pada persamaan (2-10), bahwa *bandwidth* berbanding terbalik dengan faktor kualitas Q. Makin besar nilai Q, makin sempit *bandwidth* rangkaian tuning. Lebar pita tersebut menentukan selektifitas rangkaian tuning, yaitu kemampuan rangkaian untuk menapis satu frekuensi, f_o , dan membuang seluruh pita frekuensi yang berada di sebelah kiri dan kanan frekuensi resonansi tersebut. Sehingga dapat dikatakan, bahwa faktor Q menentukan selektifitas.

Dengan bentuk karakteristik yang demikian tersebut, suatu rangkaian tuning dapat berfungsi sebagai satu bandpass filter (BPF).

Contoh Soal 2-3. Satu rangkaian tuning paralel, beresonansi pada frekuensi $f = 790$ kHz. Kumparannya mempunyai nilai induktansi sebesar $1000 \mu\text{H}$ dengan faktor kualitas $Q = 50$. Satu sinyal bolak-balik dicatukan pada rangkaian tersebut, sebesar 2 volt efektif.

- (a) Berapakah nilai reaktansi kumparannya pada frekuensi resonansi ?
- (b) Hitung impedansi rangkaian pada saat resonansi ?
- (c) Tentukan nilai arus yang mengalir pada rangkaian tersebut ($= I_{line}$) ?
- (d) Tentukan besar arus sirkulasi ($= I_c$) ?
- (e) Berapakah bandwidth rangkaian tuning tersebut ?

Jawaban :

$$(a) \quad X_{LO} = 2\pi (790 \times 10^3)(1000 \times 10^{-6}) \\ = \mathbf{4964 \, \Omega}$$

$$(b) \quad R_D = Q \cdot X_{LO} \\ = 50 \times 4964 = \mathbf{248.200 \, \Omega}$$

$$(c) \quad I_{line} = \frac{V_{applied}}{R_D} \\ = \frac{2}{248.200} = \mathbf{8,06 \, \mu A}$$

$$(d) \quad I_C = Q \cdot I_{line} = 50 \times 8,06 = \mathbf{403 \, \mu A}$$

$$(e) \quad B = \frac{f_o}{Q} = \frac{790 \times 10^3}{50} = \mathbf{15,8 \, kHz}$$

2.3. Penggunaan Rangkaian Tuning

Dari cara dan tujuan pemasangan rangkaian tuning pada satu penguat, maka penguat dapat diklasifikasikan menjadi :

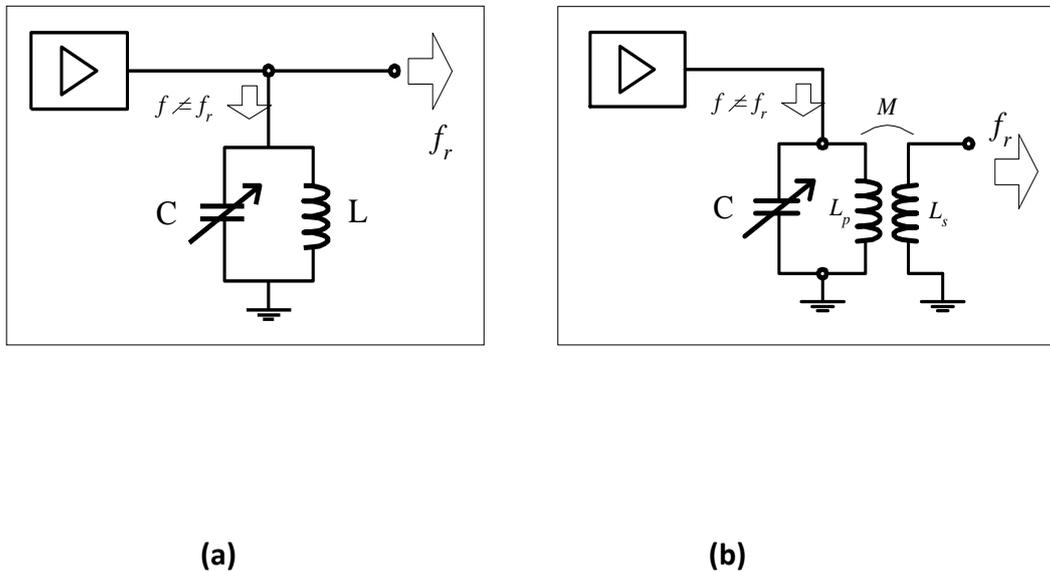
- 📁 Single Tuned Amplifier
- 📁 Double Tuned Amplifier

2.3-1. Single Tuned Amplifier

Bentuk penguat ini dibagi juga kedalam tiga macam, yaitu :

a). *Direct coupling*

Mempunyai rangkaian seperti ditunjukkan pada Gbr-4(a). Sinyal yang diteruskan ke output adalah sinyal dengan frekuensi resonansi rangkaian tuning tersebut, f_r , yang besarnya ditunjukkan oleh persamaan (2-4). Sementara sinyal dengan frekuensi $f \neq f_r$ akan dibuang ke ground.



Gbr-4 Rangkaian Single-Tuned

(a) direct coupling, (b) inductive coupling.

b). *Inductive coupling*

Mempunyai rangkaian seperti ditunjukkan pada Gbr-4(b). Sinyal yang diteruskan ke output secara induktif ke kumparan sekunder adalah sinyal dengan frekuensi re-sonansi rangkaian tuning, f_r , yang besarnya ditunjukkan oleh persamaan (2-4). Se-mentara sinyal dengan frekuensi $f \neq f_r$, akan dibuang ke ground.

c). *Widelband*

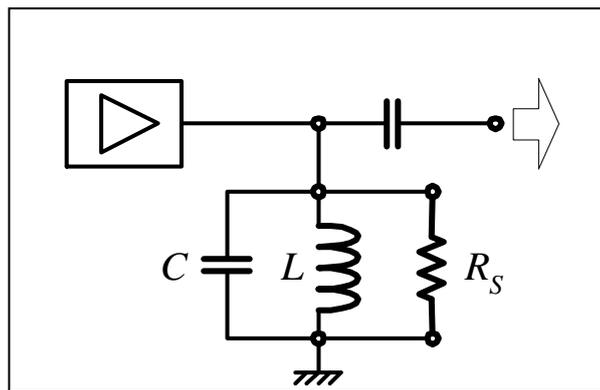
Bandwidth satu single-tuned amplifier dapat dibuat lebih lebar dengan jalan menam-bah satu resistor paralel rangkaian tuning asalnya, seperti terlihat pada Gbr-5. Resis-tor atau tahanan tersebut dinamakan *swamping-resistor*, R_s , yang akan memperkecil nilai faktor

kualitas semula menjadi faktor kualitas efektif yang baru, Q_{eff} , sehingga bandwidth rangkaian tuning yang baru menjadi,

$$B = \frac{f_o}{Q_{eff}} \dots\dots\dots (2-11)$$

dimana, $Q_{eff} = \frac{R_D''}{X_L} \dots\dots\dots (2-12)$

sementara $R_D'' = R_D // R$. Rangkaian tuning wideband ditunjukkan pada gambar berikut ini.



Gbr-5 Rangkaian Single-Tuned Wideband amplifier.

Contoh Soal 2-4. Satu kumparan dengan nilai $75 \mu\text{H}$ serta mempunyai faktor Q sebesar 60. Kumparan ini membentuk satu rangkaian tuning paralel dengan se-buah kapasitor.

- (a) Tentukan nilai kapasitansi kapasitor tersebut agar beresonansi pada frekuensi 2 MHz ?
- (b) Berapakah resistansi kumparan ?
- (c) Tentukan impedansi rangkaian tersebut pada keadaan resonansi ?
- (d) Tentukan bandwidth rangkaian tuning tersebut ?

- (e) Bila tahanan 10.000Ω dipasang paralel rangkaian tuning itu, berapakah impedansi total rangkaian tersebut ?
- (f) Tentukan faktor Q dan bandwidth baru ?

Jawaban :

$$(a) \omega \approx \sqrt{\frac{1}{LC}} \rightarrow C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 2 \times 10^6)^2 \times 75 \times 10^{-6}} = 84,4 \times 10^{-12} \text{ farad}$$

$$= \mathbf{84,4 \text{ pF}}$$

$$(b) Q = \frac{\omega L}{r} \rightarrow r = \frac{\omega L}{Q} = \frac{2\pi \times 2 \times 10^6 \times 75 \times 10^{-6}}{60} \approx \mathbf{15,7 \Omega}$$

$$(c) R_D = Q \cdot X_{L0}$$

$$= 60 \times 2 \pi \times 2 \times 10^6 \times 75 \times 10^{-6} = \mathbf{56,55 \text{ k}\Omega}$$

$$(d) B = \frac{f_o}{Q} = \frac{2 \times 10^6}{60} = \mathbf{33,3 \text{ kHz}}$$

(e) Impedansi totalnya adalah $R_D // R$

$$Z_T = \frac{R_D \cdot R_x}{R_D + R_x} = \frac{56,55 \times 10}{56,55 + 10} = \mathbf{8497 \Omega}$$

(f) Faktor kualitas yang baru, Q_{eff} , adalah,

$$Q_{eff} = \frac{Z_T}{X_{L0}} = \frac{8497}{2\pi \times (2 \times 10^6) \times (75 \times 10^{-6})} = \mathbf{9,01}$$

$$B_2 = \frac{f_o}{Q_{eff}} = \frac{2 \times 10^6}{9,01} = \mathbf{222 \text{ kHz}}$$

Contoh Soal 2-5. Satu rangkaian tuning paralel direncanakan agar mempunyai bandwidth sebesar 6 MHz pada $f_o = 75$ MHz. Kumparan yang digunakan mempunyai faktor kualitas $Q = 45$ dengan induktansi sebesar $5,6 \mu\text{H}$.

- Apabila resistansi yang ada hanya pada kumparan saja, berapakah bandwidthnya ?
- Tentukan besar tahanan yang harus terpasang paralel agar bandwidthnya menjadi 6 MHz ?

Jawaban :

$$(a) \quad B = \frac{f_o}{Q} = \frac{75 \times 10^6}{45} = \mathbf{1,67 \text{ MHz}}$$

- Dengan nilai bandwidth = 6 MHz, maka nilai faktor kualitas yang diperlukan adalah,

$$B = \frac{f_o}{Q} \rightarrow Q_2 = \frac{f_o}{B} = \frac{75 \times 10^6}{6 \times 10^6} = 12,5$$

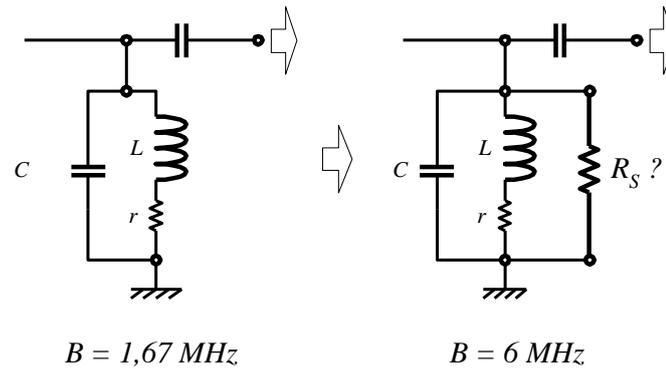
$$\begin{aligned} Q_2 &= \frac{R_D''}{X_{L_o}} \rightarrow R_D'' = Q_2 \times X_{L_o} \\ &= 12,5 \times (2\pi \times 75 \times 10^6) \times (5,6 \times 10^{-6}) \\ &= 32986,7 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_D'' = \frac{R_D \times R_S}{R_D + R_S} \rightarrow R_S &= \frac{R_D \times R_D''}{(R_D - R_D'')} \text{, sementara } R_D = Q \times X_{L_o} \\ &= 118752,2 \Omega \end{aligned}$$

Sehingga,

$$R_S = \frac{118,7522 \times 32,9867}{118,7522 - 32,9867} = \mathbf{45,67 \text{ k}\Omega}$$

Dapat dilukiskan perubahan *tank circuit* kasus (b) seperti ditunjukkan pada dia-gram Gbr-6 berikut ini.



Gbr-6 Diagram perubahan *tank-circuit* kasus (b).

Daftar Pustaka

1. Kennedy, George; **Electronic Communication Systems**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988.
2. Roddy, Dennis & Coolen, John; **Electronic Communications**, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Rangkaian Resonansi 2

Fakultas
Fakultas Teknik

Program Studi
Teknik Elektro

Tatap Muka

03

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Koefisien kopling, adalah ukuran berapa banyak flux magnet yang dihasilkan kumparan primer dapat tercakup oleh luasan kumparan sekunder. Pengertian definisi koefisien kopling dapat lebih dimengerti bila memperhatikan dua contoh susunan kumparan pri-mer sekunder

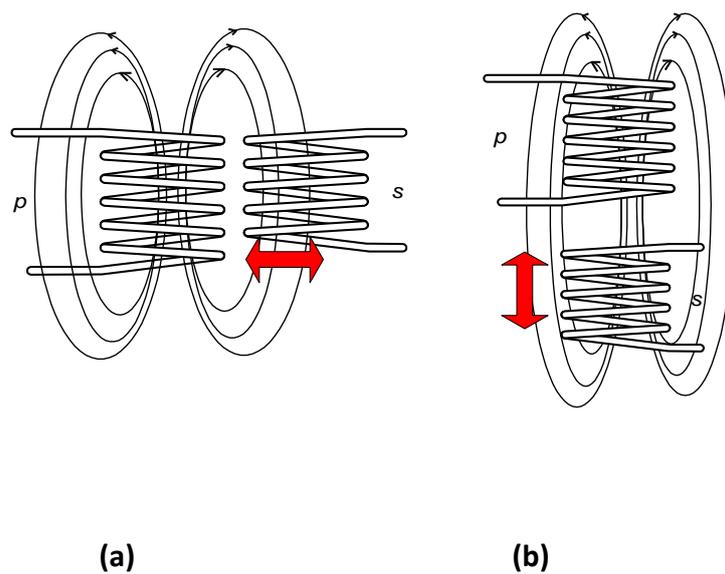
Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari Rangkaian Tuning Ganda, Staggered Pair dan nilai Empiris

RANGKAIAN RESONANSI 2

Pada akhir Modul-2 dibahas rangkaian tuning *Single-Tuned*, dan akan dilanjutkan pada Modul-3 ini rangkaian tuning *Double-Tuned*. Sebelum membahasnya, kita pahami dulu pengertian faktor kopling, k , atau koefisien kopling.

Koefisien kopling, adalah ukuran berapa banyak flux magnet yang dihasilkan kumparan primer dapat tercakup oleh luasan kumparan sekunder. Pengertian definisi koefisien kopling dapat lebih dimengerti bila memperhatikan dua contoh susunan kumparan pri-mer sekunder yang ditunjukkan pada Gbr-1. Arah panah menunjukkan cara mengubah nilai k .



Gbr-1 Susunan kumparan primer-sekunder
(a) berhadapan; (b) berurutan.

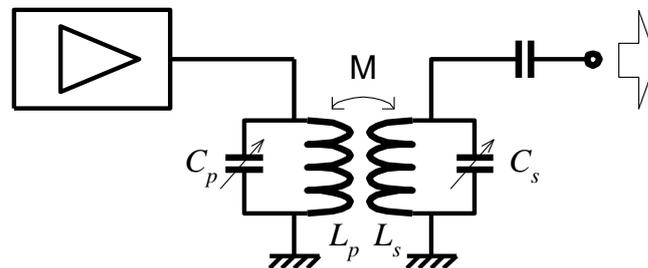
Pada rangkaian audio, koefisien kopling dikehendaki sebesar 1,0 yang umumnya hanya dapat dicapai pada nilai $0,9 \sim 0,99$. Sedang pada rangkaian RF, koefisien kopling tersebut umumnya dibuat antara $0,01 \sim 0,05$; karena berkaitan dengan selektifitas rangkaian tuning, yaitu *bandwidth* yang tertentu besarnya oleh hubungan,

$$B = k.f_o \quad \dots\dots\dots (3-1)$$

3.1. Rangkaian Tuning Ganda

Pada rangkaian tuning ganda (*double tuned circuit*) seperti Gbr-2 terlihat, terdapat satu pasang rangkaian tuning tunggal seperti telah dibahas pada Modul-2. Masing-masing rangkaian tuning tersebut dapat ditala terpisah. Seandainya kedua rangkaian tuning tersebut ditala pada frekuensi resonansi yang sama, f_0 , kondisi ini disebut sebagai *synchronously tuned*, dan dapat terjadi tiga keadaan, yaitu :

- ✓ *Overcoupled*, dimana $k > k_c$
- ✓ *Critically coupled*, dimana $k = k_c$
- ✓ *Undercoupled*, dimana $k < k_c$



Gbr-2 Rangkaian tuning ganda (*double tuned circuit*).

Pada rangkaian tuning ganda, kedua induktor saling menginduksi sehingga dihasilkan nilai *mutual inductance*, M , yang besarnya,

$$M = k \sqrt{L_p L_s} \quad \dots\dots\dots (3-2)$$

dimana,

- k = faktor kopling antara kumparan primer dan sekunder
- L_p, L_s = induktansi kumparan primer, sekunder

Sementara untuk tiga keadaan kopling di atas, ditentukan oleh nilai faktor kopling masing-masing yang dibandingkan dengan nilai k_c , yaitu nilai faktor kopling dalam keadaan kopling kritis. Nilai kopling kritis sendiri ditunjukkan oleh persamaan (3-3),

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}} \dots\dots\dots (3-3)$$

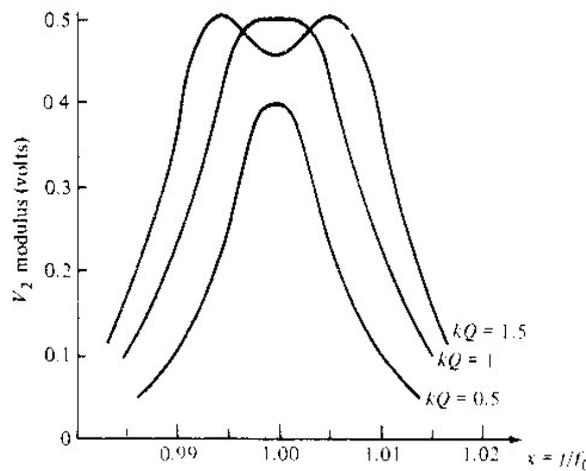
dimana,

Q_p = faktor kualitas kumparan primer

Q_s = faktor kualitas kumparan sekunder

Bila kedua rangkaian tuning identik, maka berlaku hubungan seperti dinyatakan pada persamaan (3-4). Ketiga kondisi kopling mempunyai karakteristik seperti ditunjukkan pada Gbr-3.

$$k_c \cdot Q = 1 \dots\dots\dots (3-4)$$



Gbr-3 Karakteristik tanggapan frekuensi rangkaian tuning ganda untuk *over, critical, dan under coupled*.

Bila dalam keadaan *synchronously tuned* dan kedua rangkaian tuning tersebut identik serta *critically coupled*, maka 3 dB bandwidth *double-tuned circuit* tersebut adalah,

$$B_{3dB} = \sqrt{2} \frac{f_o}{Q} \dots\dots\dots (3-5)$$

yaitu, $\sqrt{2}$ x bandwidth *single-tuned*.

Dynamic resistance untuk rangkaian *double-tuned* ini ditentukan dari hubungan sebagai berikut. Tanda *apostropi*, ' , pada nilai R_D persamaan (3-6) menunjukkan perbedaan de-ngan nilai R_D .

$$R_D' = \frac{R_D}{1 + k^2 Q_p Q_s} \dots\dots\dots (3-6)$$

dimana R_D adalah *dynamic resistance* rangkaian tuning primer, yaitu, $\frac{Q_p}{\omega_o C_p}$.

Contoh Soal 3-1. Suatu rangkaian tuning dobel, primernya mempunyai faktor kualitas sebesar 100, yang beresonansi pada frekuensi 1 MHz. Primer ini mempunya-i kapasitor sebesar 200 pF. Sedang sekundernya mempunyai nilai induktansi sebesar 0,13 mH dan dibebani tahanan sebesar 5 kΩ. Antara primer dan sekun-dernya terganggu dengan faktor kopling $k = 0,2$. Tentukan nilai *dynamic resis-tance* pada keadaan resonansi tersebut ?

Jawaban :

$$R_D = \frac{Q_p}{\omega_o C_p} = \frac{100}{2\pi \times 10^6 \times 200 \times 10^{-12}} = 79,6 \text{ k}\Omega$$

$$Q_s = \frac{\omega_o L_s}{R_L} = \frac{2\pi \times 10^6 \times 0,13 \times 10^{-3}}{5 \times 10^3} = 0,163$$

$$\text{Jadi, } R_D' = \frac{R_D}{1 + k^2 Q_p Q_s} = \frac{79,6}{1 + 0,2^2 \times 100 \times 0,163} = 48 \text{ k}\Omega$$

3.2. Rangkaian Staggered Pair

Kalau sekarang masing-masing rangkaian tuning tersebut ditala pada frekuensi resonansi yang berbeda dan simetri terhadap frekuensi f_o , serta gandengan dalam keadaan *critically coupled*, maka rangkaian tuning ganda ini dinamakan *staggered-pair*. Rangkaian *staggered-pair* tersebut mempunyai kurva tanggapan frekuensi seperti ditunjukkan pada Gbr-4. Sementara 3 dB *bandwidth* besarnya adalah,

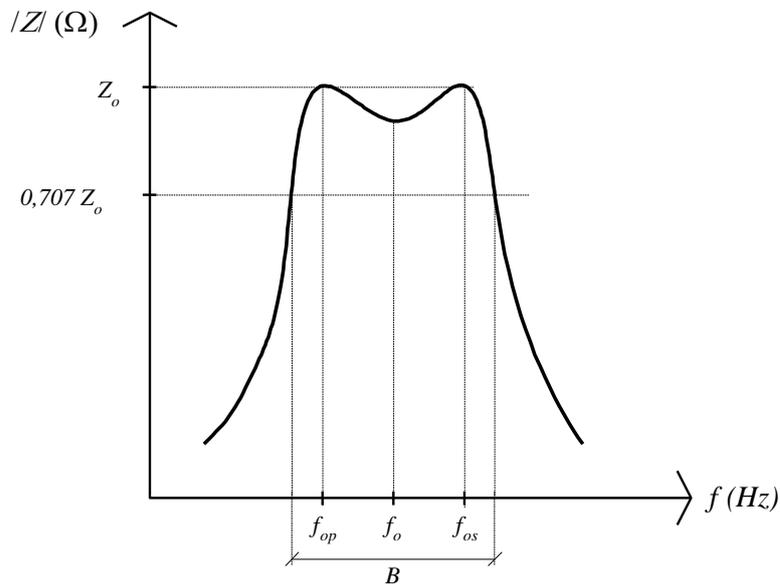
$$B_2 = \sqrt{2} B_1 \quad \dots\dots\dots (3-7)$$

dimana,

B_2 = *bandwidth staggered-pair*

B_1 = *bandwidth* pada saat *synchronously tuned* dan identik.

Perbedaan antara kondisi *overcoupled* dan *staggered-pair* dapat diringkaskan seperti ditulis pada Tabel 3-1.



Gbr-4 Karakteristik tanggapan frekuensi staggered-pair.

Tabel 3-1 Perbedaan Overcoupled vs. Staggered-pair

Item	Overcoupled	Staggered-pair

<i>Kopling</i>	Pada kondisi kopling over	Pada kondisi kopling kritis
<i>Frekuensi resonansi</i>	Ditune pada frekuensi resonansi yang sama (<i>synchronously tuned</i>) kedua rangkaian tuning.	Ditune pada frekuensi resonansi yang berbeda kedua rangkaian tuning.
<i>Bandwidth</i>	B_1	$\sqrt{2} B_1$

Nampak pada Gbr-4, bahwa kurva karakteristik *staggered-pair* mirip dengan karakteristik *double-tuned* dalam keadaan overcouple, serta nilai bandwidth yang sesuai dengan persamaan (3-6).

3.3. Nilai Empiris k

Nilai empiris koefisien kopling adalah 1,5 kali nilai koefisien kopling kritis atau sedikit *overcoupled*,

$$k_{\text{empiris}} = 1,5 k_c \quad \dots\dots\dots (3-8)$$

Pada kondisi kopling yang diberikan persamaan (3-8), kurva tanggapan frekuensi yang dihasilkan akan curam pada tepinya sehingga akan memberikan pemisahan yang tajam bagi frekuensi-frekuensi di luar *bandwidth*, disebut sebagai *quick rejection*. Berkaitan dengan kondisi ini, terdapat satu kemampuan rangkaian tuning ganda, yaitu **selektifitas**, yang didefinisikan sebagai kemampuan melewatkan sinyal pada satu pita frekuensi yang terbatas dan menahan semua frekuensi di luar pita tersebut. Kemampuan ini dapat dianggap sebagai derajat-kesempitan rangkaian tuning. Ternyata bahwa, *selektifitas* rangkaian tuning ganda lebih bagus dari rangkaian tuning tunggal (*single tuned circuit*).

Contoh Soal 3-2. Suatu DT *circuit* beresonansi pada frekuensi 455 kc/s dengan *bandwidth* sebesar 10 kHz. Tuning primer dan sekundernya masing-masing mempunyai kumparan dengan nilai induktansi sebesar 100 μ H dan faktor Q = 80.

- a). Berapakah nilai C rangkaian tuning tersebut ?
- b). Hitung koefisien kopling yang diperlukan ?

- c). Hitung nilai koefisien kopling kritisnya ?
 d). Bagaimana keadaan koplingnya ?

Jawaban :

a). $C_s = C_p$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow C = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 (455 \times 10^3)^2 (100 \times 10^{-6})}$$

$$= 1,22 \text{ nF}$$

b). $k = B / f_o = \frac{10 \times 10^3}{455 \times 10^3} = 0,022$

c). $k_C = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}} = \frac{1}{80} = 0,0125$

d). Karena faktor $k > k_C$, maka kondisi kopling DT tersebut adalah **overcoupled**

Contoh Soal 3-3. A double-tuned RF transformer is to have a resonant frequency of 10.7 MHz and a bandwidth of 200 kHz. This circuit is used in an IF amplifier of an FM receiver. Across each of the two transformer coils is a 100 pF capacitor.

- (a) Determine the inductance of each of the coils,
 (b) Find the required coefficient of coupling,
 (c) If the required coefficient of coupling is equal to the desirable coefficient of coupling, calculate the critical coupling for this circuit,
 (d) Determine the Q of the primary and the Q of the secondary, assuming that both are the same.

Jawaban :

a). $C_s = C_p$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow L = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 (10,7 \times 10^6)^2 (100 \times 10^{-12})}$$

$$= 2,212 \mu\text{H}$$

b). $k = B / f_o = \frac{200 \times 10^3}{10,7 \times 10^6} = 0,0187$

c). Sesuai persamaan (3-8), maka nilai koefisien kopling tersebut sebesar,

$$k = 1,5 \times k_c \rightarrow k_c = \frac{k}{1,5} = \frac{0,0187}{1,5} = \mathbf{0,0125}$$

$$d). k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}} = \frac{1}{Q} \rightarrow Q_p = Q_s = \frac{1}{k_c} = \mathbf{80,21}$$

Contoh Soal 3-4. Suatu DT RF *circuit* mempunyai faktor kualitas masing-masing 75 dan 125 untuk primer dan sekundernya. Tentukan nilai koefisien kopling kritisnya ?

Jawaban :

Sesuai persamaan (3-3), maka nilai kopling kritisnya adalah,

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}} = \frac{1}{\sqrt{75 \times 125}} = \mathbf{0,0103}$$

Contoh Soal 3-5. Tentukan nilai faktor Q satu DT *circuit* bila kedua rangkaian identik dan diketahui kopling kritisnya sebesar 0,01 ?

Jawaban :

Sesuai persamaan (3-3), maka nilai kopling kritisnya adalah,

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}} = \frac{1}{Q} \rightarrow Q = \frac{1}{k_c} = \frac{1}{0,01} = \mathbf{100}$$

Contoh Soal 3-6. Suatu DT *circuit* beresonansi pada frekuensi 455 kc/s dengan *bandwidth* sebesar 10 kHz. Tuning primer dan sekundernya masing-masing mempunyai kumparan dengan nilai induktansi sebesar 75 μ H dan faktor Q = 100.

- Berapakah nilai C rangkaian tuning tersebut ?
- Hitung koefisien kopling yang diperlukan ?
- Hitung nilai koefisien kopling kritisnya ?
- Bagaimana keadaan koplingnya ?

Daftar Pustaka

1. Kennedy, George; **Electronic Communication Systems**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988.
2. Lloyd, Temes P.E.; **Communication Electronics for Technicians**, Mc Graw-Hill Inc., Singapore, 1974
3. Roddy, Dennis & Coolen, John; **Electronic Communications**, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Rangkaian Penyesuai

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

04

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Rangkaian Penyesuai atau *Matching Network* umumnya dilengkapi pada sisi trans-miter maupun penerima. Fungsi yang pertama adalah melakukan kondisi resonansi pada satu frekuensi kerja tertentu. Seperti uraian pada modul-modul sebelumnya, bahwa pada keadaan resonansi, semua impedansi masukan, keluaran maupun beban, akan bersifat resistif yang dikenal dengan sebutan *dynamic resistance*.

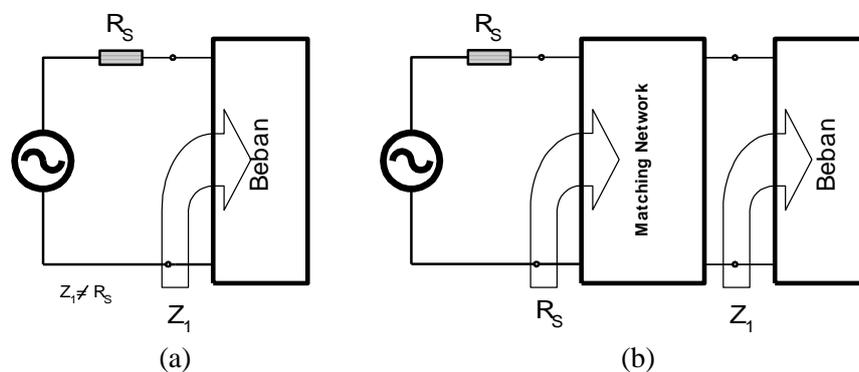
Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari Transformer match, L match dan pi Match

RANGKAIAN PENYESUAI

Rangkaian Penyesuai atau *Matching Network* umumnya dilengkapi pada sisi trans-miter maupun penerima. Fungsi yang pertama adalah melakukan kondisi resonansi pada satu frekuensi kerja tertentu. Seperti uraian pada modul-modul sebelumnya, bahwa pada keadaan resonansi, semua impedansi masukan, keluaran maupun beban, akan bersifat resistif yang dikenal dengan sebutan *dynamic resistance*.

Fungsi yang kedua adalah melakukan penyesuaian impedansi antara satu sumber dan bebannya yang umumnya tidak-sama (*mismatched*). Sumber dapat merupakan penguat tahap sebelumnya, dan beban dapat berbentuk penguat tahap berikutnya atau memang berbentuk beban, yaitu satu sistem antenna. Sementara, pada sisi penerima, antenna dapat berlaku sebagai sumber, dan tahap penguat RF sebagai bebannya.

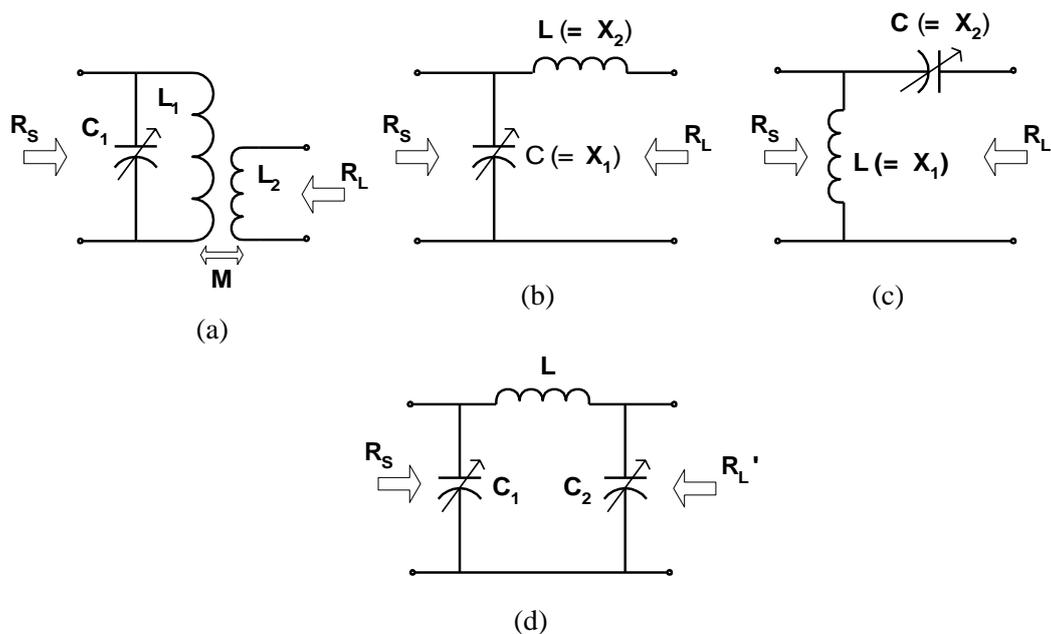


Gbr-1 Rangkaian matching
(a) Sebelum dipasang, (b) sesudah terpasang.

Pada dua kondisi tersebut secara bersama-sama, resonansi dan *matching*, maka akan terjadi satu transfer daya yang maksimum pada beban resistif. Kedua kondisi tersebut dilakukan berurutan, yaitu, yang pertama adalah kondisi resonansi yang dilakukan untuk mendapatkan nilai faktor kualitas Q efektif yang cukup, sehingga membatasi sinyal pada *bandwidth* yang semestinya. Sementara proses *matching* dilakukan untuk mendapatkan transfer daya yang maksimum. Penempatan rangkaian penyesuai pada satu sistem ditunjukkan pada Gbr-1.

Pada kasus transmiter dan antenna misalnya, pengaturan resonansi akan menghasilkan nilai Q efektif yang cukup, sehingga semua harmonik yang dihasilkan penguat akhir transmiter dicegah untuk sampai ke antenna, disamping menghilangkan semua unsur re-aktif yang dimiliki impedansi. Sementara pengaturan yang kedua dilakukan untuk mendapatkan kesesuaian impedansi antara impedansi output penguat akhir tersebut dengan impedansi antenna beserta *feedernya* yang umumnya sebesar 50Ω resistif.

Beberapa rangkaian kombinasi LC dapat menjadi matching network, empat diantaranya adalah, single-tuned transformer, L-section, dan π -section, seperti ditunjukkan pada Gbr-2.

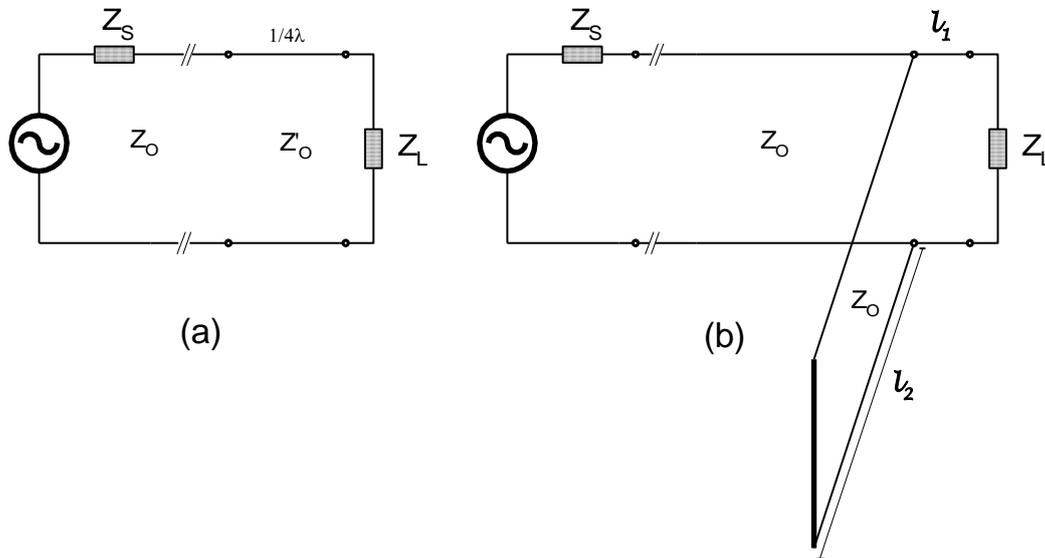


Gbr-2 Rangkaian matching
 (a) transformer match, (b) L-match dgn L seri,
 (c) L-match dgn C seri, (d) π -match.

Pada Gbr-2(a) sampai (d) nampak adanya R_s dan R_L , yang masing-masing adalah impe-dansi atau resistansi sumber dan resistansi beban, yang tidak sama besarnya. Khusus untuk bentuk π -section, resistansi beban dinyatakan dengan R_L' yang mempunyai pe-ngertian sama.

Di bidang microwave dan pita frekuensi VHF, *stub-tuner* dan *quarterwave transformer* mempunyai fungsi yang sama dengan rangkaian matching tersebut diatas. *Stub-tuner* adalah saluran transmisi dengan jenis yang sama dengan saluran utamanya yang ditam-bahkan secara paralel dengan saluran utama pada titik dengan jarak tertentu dari beban. Sedang *quarterwave transformer* adalah saluran

sepanjang $\frac{1}{4}\lambda$ yang disisipkan antara ujung saluran transmisi utama dengan bebannya yang tidak match. Jenis saluran transmisi mempunyai impedansi karakteristik yang berbeda dengan saluran utamanya. Dinamakan transformer karena transformasi impedansinya mirip dengan transformasi dari sekunder ke primer sebuah trafo. Kedua cara melakukan matching terakhir ini dilu-kiskan pada Gbr-3.



Gbr-3 Rangkaian matching
 (a) Trafo $\frac{1}{4}\lambda$, (b) Short circuited stub tuner.

4.1. Transformer match

Bentuk rangkaian transformer mirip dengan rangkaian penala *double tuned* yang telah dibahas pada modul sebelumnya. Dalam keadaan resonansi, beban yang dirasakan oleh sumber adalah R_D' , yang besarnya dituliskan kembali pada rumus (4-1).

$$R_D' = \frac{R_D}{1 + k^2 Q_p Q_s} \dots\dots\dots (4-1)$$

dimana : R_D = resistansi dinamis rangkaian tuning primer

k = faktor kopling kumparan primer-sekunder

Q_p = faktor kualitas kumparan primer

Q_s = faktor kualitas kumparan sekunder

Sementara faktor kualitas rangkaian dilihat dari sisi sumber, Q_p' , adalah,

$$Q_p' = \frac{Q_p}{1 + k^2 Q_p Q_s} \dots\dots\dots (4-2)$$

Tetapi karena pengaruh kondisi *match*, maka faktor kualitas total yang memperhitungkan adanya R_s , maka faktor kualitas tersebut menjadi,

$$Q_{eff} = \frac{1}{2} Q_p' \dots\dots\dots (4-3)$$

4.2. L-Match

Rangkaiannya ditunjukkan pada Gbr-2(b) dan (c) yang berbeda dari posisi komponen L dan C. Kedua posisi itu kemudian diberi tanda X_1 dan X_2 . Untuk Gbr-2(b), X_1 adalah komponen C, sementara pada Gbr-2(c), X_1 adalah komponen L. Rangkaian ini sering digunakan untuk rangkaian matching pada output transmiter ke feeder beserta ante-nanya.

Cabang input yang dapat berbentuk C atau L, dinamai Z_1 . Sedang cabang seri yang akhirnya dibebani R_L yang resistif menjadi satu impedansi pengganti dengan notasi Z_2 , besarnya sama dengan $(R_L + jX_2)$. Secara keseluruhan bila dilihat dari sisi transmiter, maka admitansinya adalah,

$$Y = -j \frac{1}{X_1} + \frac{R_L}{R_L^2 + X_2^2} - j \frac{X_2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \dots\dots\dots (4-4)$$

Pada keadaan resonansi, bagian imajiner admitansi rumus (4-4) tersebut menjadi nol, sehingga,

$$\frac{1}{X_1} = - \frac{X_2}{R_L^2 + X_2^2}$$

atau, $R_L^2 + X_2^2 = -X_1 X_2$
 $= + X_1 X_2 \quad \dots\dots\dots (4-5)$

karena komponen X_1 dan X_2 masing-masing selalu komponen L dan C atau sebaliknya. sehingga pada keadaan resonansi, nilai admitansi kemudian menjadi,

$$Y_{res} = \frac{R_L}{R_L^2 + X_2^2}$$

$$= \frac{R_L}{X_1 X_2}$$

dan karena itu,

$$R_D = \frac{X_1 X_2}{R_L} \quad \dots\dots\dots (4-6)$$

Dengan memasukkan nilai X_1 dan X_2 sebenarnya, maka,

$$R_D = \frac{L}{C.R_L} \quad \dots\dots\dots (4-7)$$

Faktor kualitas efektif rangkaian adalah sama dengan nilai Q dari cabang yang mengandung beban R_L , yaitu,

$$Q = \frac{X_2}{R_L}$$

Tetapi karena keadaan match, maka nilai tersebut menjadi setengahnya, yaitu,

$$Q_{\text{eff}} = \frac{1}{2} Q \quad \dots\dots\dots (4-8)$$

Bila kita tulis kembali rumus (4-5), yaitu dalam keadaan resonansi untuk menentukan nilai frekuensi resonansinya, sebagai berikut,

$$R_L^2 + X_2^2 = \frac{L}{C}$$

atau,
$$X_2^2 = \frac{L}{C} - R_L^2$$

Untuk $X_2 = \omega L$, frekuensi resonansi tertentu dari hubungan,

$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{1}{LC} \left(1 - \frac{CR_L^2}{L} \right) \\ &= \frac{1}{LC} \left[1 - \left(\frac{R_L}{R_D} \right) \right] \quad \dots\dots\dots (4-9) \end{aligned}$$

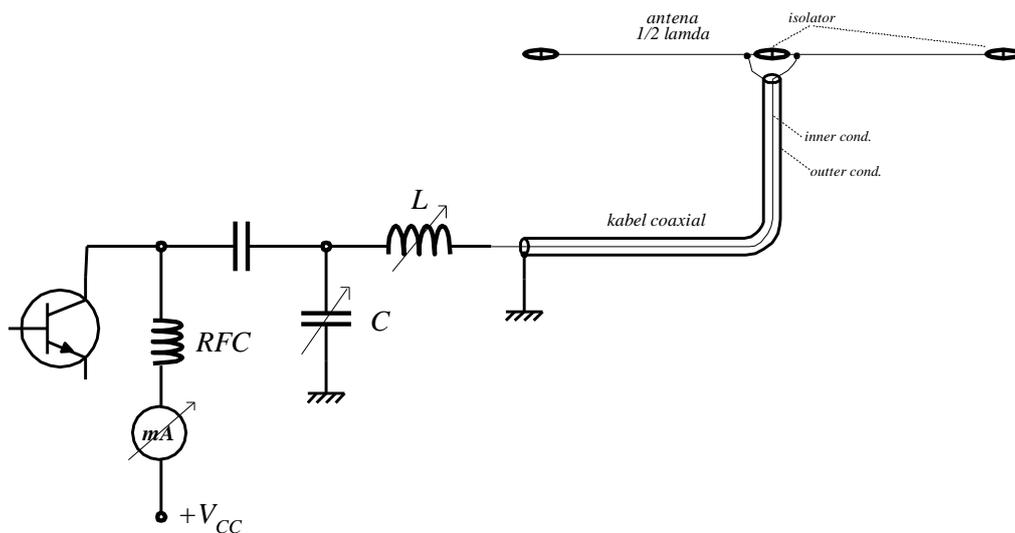
Bila dalam keadaan resonansi, maka R_S dapat disubstitusikan ke R_D , sehingga nilai induktansi komponen *L-section* tersebut tertentu dari,

$$L_{\text{eff}} = \frac{L}{1 - \left(\frac{R_L}{R_S} \right)} \quad \dots\dots\dots (4-10)$$

Dengan cara yang sama, bila $X_2 = -\frac{1}{\omega C}$, maka,

$$C_{\text{eff}} = C \left[1 - \left(\frac{R_L}{R_S} \right) \right] \dots\dots\dots (4-11)$$

Dalam prakteknya, kedua nilai X_1 dan X_2 *adjustable*. X_2 diatur untuk mendapatkan nilai faktor Q yang diperlukan guna memberikan nilai *bandwidth* yang sempit, sehingga ha-nya sinyal dengan frekuensi resonansi saja yang diteruskan. Kondisi ini akan memberi-kan nilai efektif arus yang maksimum. Kemudian pengaturan X_1 dilakuk-kan untuk men-dapatkan keadaan *match*, yaitu untuk membuat sesuai nilai impedansi output sumber de-ngan impedansi beban yang sudah resistif.



Gbr-4 Rangkaian L-match pada TX dgn. antena dipole.

Pada sebuah pemancar misalnya, Gbr-4, yaitu pada penguat akhir yang kelas-C, peng-aturan dilakukan dengan melihat meter arus outputnya (arus kolektor transistor). X_2 diatur secara kontinyu untuk mencapai nilai arus pada maksimumnya, yaitu arus dc atau rata-rata nya. Kemudian diatur X_1 untuk mendapatkan nilai minimum arus tersebut yang menunjukkan kondisi dalam keadaan resonansi dan match, karena sebagian besar arus menuju beban yaitu antena.

4.3. π -Match

Rangkaianannya ditunjukkan pada Gbr-2(d). Pada sisi output nampak bahwa, kapasitor C_2 terpasang paralel dengan R_L' , sehingga kombinasi itu dapat menjadi satu beban baru, Z_L , bagi bentuk L -section seperti Gbr-2(b). Beban baru tersebut adalah,

$$Z_L = \frac{R_L'}{1+Q_L^2} - j \frac{R_L'Q_L}{1+Q_L^2}$$

$$= R_L - j R_L Q_L$$

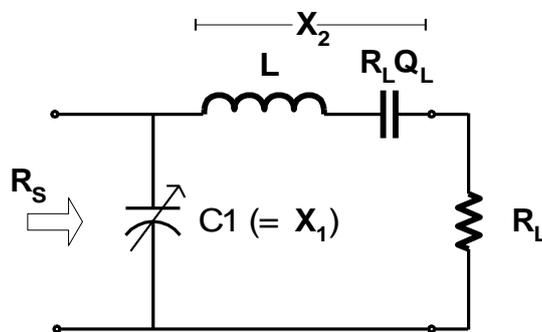
dimana, $Q_L = \omega_0 C_2 R_L'$ (4-12a)

= faktor kualitas di cabang beban R_L' .

$$R_L = \frac{R_L'}{1+Q_L^2}$$
 (4-12b)

$$X_2 = \omega L - jR_L Q_L$$
 (4-12c)

Rangkaian ekivalen baru tersebut ditunjukkan pada Gbr-5, dimana X_2 terdiri dari dua komponen seperti dinyatakan pada rumus (4-12c).



Gbr-5 Rangkaian ekivalen L -section utk. π -section dengan beban baru Z_L .

Selanjutnya didefinisikan Q_1 , yaitu faktor kualitas di sisi sumber, yang merupakan faktor kualitas rangkaian dilihat dari sisi sumber. Nilai Q_1 didefinisikan seperti rumus (4-13) sebagai berikut,

$$Q_1 = \frac{R_s}{X_1} \dots\dots\dots (4-13)$$

Karena keadaan *matched*, maka $R_s = R_D$, dan dari rumus (4-6) dapat diturunkan menjadi,

$$X_2 = Q_1 R_L \dots\dots\dots (4-14)$$

Substitusi rumus (4-13) dan (4-14) pada rumus (4-5) diperoleh,

$$\frac{R_L'}{R_s} = \frac{1 + Q_L^2}{1 + Q_1^2} \dots\dots\dots (4-15)$$

Karena keadaan *matched* tersebut, maka resistansi dinamik efektif rangkaian menjadi setengah dari R_D atau setengah dari R_s . Oleh karena itu faktor kualitas efektif rangkaian juga menjadi $\frac{1}{2} Q_1$, yaitu,

$$Q_{\text{eff}} = \frac{R_s \omega_0 C_1}{2} \dots\dots\dots (4-16)$$

Untuk menentukan frekuensi resonansi dapat dilakukan dengan pendekatan yang baik dengan merangkai komponen, L, C_1 , dan C_2' secara seri, dimana,

$$C_2' = \frac{Q_L^2}{(1 + Q_L^2)} \dots\dots\dots (4-17)$$

Pengaturan kondisi rangkaian dilakukan dengan mengatur nilai C_2 sedemikian sehingga diperoleh impedansi yang sesuai (*matched*), dan diikuti dengan pengaturan C_1 sedemikian

sehingga diperoleh keadaan resonansi, yang pada dasarnya sama dengan seperti diuraikan diatas.

Contoh Soal 4-1. Satu π -section match digunakan untuk melakukan match-ing satu transmitter dengan impedansi output sebesar $4\text{ k}\Omega$, ke saluran kabel koaksial $75\ \Omega$ yang dibebani antena dengan frekuensi kerja 12 MHz . Dengan pe-nambahan π -section tersebut, diharapkan nilai Q efektif sebesar 20 . Hitung nilai C_1 , C_2 , dan L yang diperlukan untuk memberikan keadaan match (*maximum power transfer*) ?

Solusi

a). Menghitung C_1

$$\text{Dari rumus (4-16), maka nilai } C_1 = \frac{2Q_{\text{eff}}}{R_S \times \omega_o} = \frac{2 \times 20}{4000 \times 2\pi \times 12 \times 10^6} = 133\text{ pF}$$

b). Menghitung C_2

$$Q_1 = 2Q_{\text{eff}} = 40$$

Dari rumus (4-15),

$$Q_L^2 = \left[\frac{R'_L}{R_S} (1 + Q_1^2) \right] - 1 = \left[\frac{75}{4000} (1 + 40^2) \right] - 1 = (5,39)^2$$

$$Q_L = 5,39$$

Dari rumus (4-12a),

$$C_2 = \frac{Q_L}{\omega_o R'_L} = \frac{5,39}{2\pi \times 12 \times 10^6 \times 75} = 953\text{ pF}$$

c). Menghitung L

Komponen C_1 , C_2' , dan L , dalam keadaan seri.

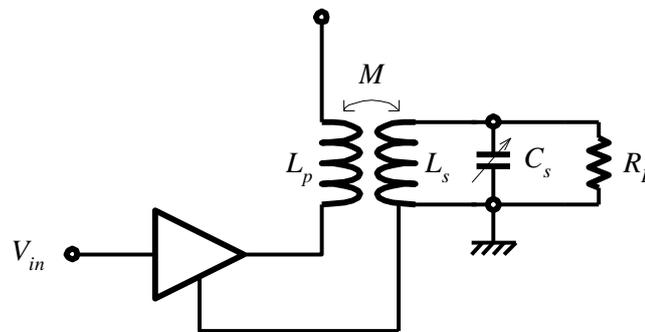
$$C_1 = 133\text{ pF}$$

$$C_2' = C_2 \frac{Q_L^2}{1 + Q_L^2} = 953 \times \frac{5,39^2}{1 + 5,39^2} = 921\text{ pF}$$

$$C_{\text{eff}} = C_1 \text{ seri } C_2' = \frac{133 \times 921}{133 + 921} = 116\text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_{\text{eff}}} = \frac{1}{(75,4 \times 10^6)^2 \times 116 \times 10^{-12}} = 1,52\ \mu\text{H}$$

Contoh Soal 4-2. Rangkaian penguat Gbr-6 berikut ini, menggunakan trans-former dengan $L_s = 500 \mu\text{H}$ dan faktor kopling 0,01. Resistansi koil diabaikan. Bila resistansi output penguat 500Ω dan mempunyai bandwidth 10 kHz pada fre-kuensi kerja 250 kHz, tentukan : (a) induktansi primer yang diperlukan untuk membuat *match* penguat tersebut; (b) kapasitansi C_s ; (c) nilai resistansi beban bila faktor kopling dari primer diabaikan ?



Gbr-6 Penguat transformer

Solusi

a). Menghitung nilai L

Karena faktor kualitas dari rangkaian tuning yang beresonansi, maka faktor kualitasnya adalah $Q_{eff} = \frac{1}{2} Q_p$, sehingga

$$Q_p = 2 \times Q_{eff} = 2 \times \frac{f_o}{B} = 2 \times \frac{250 \times 10^3}{10 \times 10^3} = 50$$

$$Q_p = \frac{\omega_o L_p}{R_p} \rightarrow 50 = \frac{\omega_o L_p}{R_p} \rightarrow L_p = \frac{50 \times R_p}{\omega_o} = \frac{50 \times 500}{2\pi \times 250 \times 10^3} = 15,915 \text{ mH}$$

b). Menghitung nilai C_s

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}} \rightarrow C_s = \frac{1}{L_s (2\pi f_o)^2} = \frac{1}{500 \times 10^{-6} (2\pi \times 250 \times 10^3)^2} = 810,6 \text{ pF}$$

c). Menghitung R_L dengan faktor- Q diabaikan

$$Q = \frac{\omega_o L_s}{R_L} \rightarrow R_L = \frac{\omega_o L_s}{Q}$$

$$= \frac{2\pi \times 250 \times 10^3 \times 500 \times 10^{-6}}{25} = 31,42 \Omega$$

Contoh Soal 4-3. Satu transmiter 10 MHz dengan resistansi output sebesar 5 k Ω , akan dibuat *match* ke saluran transmisi (*feeder*) 50 Ω dengan menggunakan rangkaian L-section. (a) Yang manakah rangkaian yang cocok untuk itu dari keduanya ? Mengapa ?; (b) Tentukan nilai L dan C yang diperlukan; (c) Berapakah nilai faktor Q efektif rangkaian ?

Solusi

a). Rangkaian L-section yang sesuai untuk keperluan tersebut adalah rangkaian Gbr-2(b), karena komponen L seri akan dapat menekan harmonik yang ada supaya tidak dapat mencapai antena.

b). Dari persamaan (4-6) dan (4-5),

$$X_1 X_2 = R_D \cdot R_L$$

$$= 5000 \times 50 = 250.000$$

$$R_L^2 + X_2^2 = X_1 X_2$$

$$= 250.000 \rightarrow X_2^2 = 250.000 - (50)^2$$

$$X_2 = 497,5 \Omega$$

$$\omega L = 497,5 \rightarrow L = 7,92 \mu H$$

Dari persamaan (4-5),

$$R_L^2 + X_2^2 = \frac{L}{C}$$

$$C = \frac{L}{R_L^2 + X_2^2} \rightarrow C = \frac{7,92 \times 10^{-6}}{50^2 + 497,5^2} = 3,17 \times 10^{-11} \text{ farad}$$

$$= 31,7 \text{ pF}$$

c). Dari hubungan,

$$Q = \frac{X_2}{R_L} = \frac{497,5}{50} = 9,95 \rightarrow Q_{\text{eff}} = 9,95/2 = \mathbf{4,975}$$

Contoh Soal 4-1. Transmitter pada soal 4-2 dimatch dengan π -section match dengan faktor Q efektif 25. Tentukan nilai L, C₁, dan C₂ yang diperlukan ?

Daftar Pustaka

1. Johnson, Walter C.; **Transmission Lines and Networks**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1986.
2. Kennedy, George; **Electronic Communication Systems**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988.
3. Roddy, Dennis & Coolen, John; **Electronic Communications**, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Rangkaian Penyesuai (Lanjutan)

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

05

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Rangkaian Penyesuai berikutnya adalah rangkaian penyesuai yang umum digunakan di bidang microwave dan dalam bidang peralatan yang bekerja pada pita frekuensi VHF. Keadaan matching dilakukan juga untuk mencapai kondisi transfer daya yang maksimum. Terdapat dua macam yang akan dibahas disini, yaitu, saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$ dan sa-luran *stub tuner*.

Kompetensi

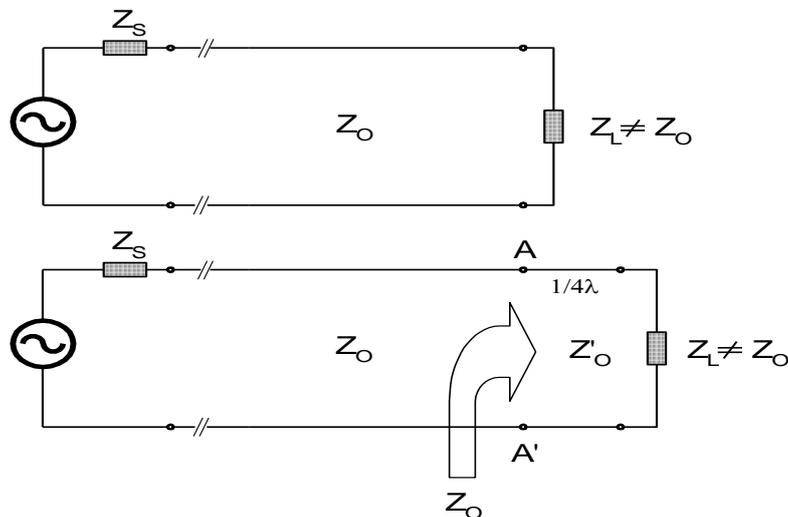
Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari rangkaian penyesuai dan diagram smith

RANGKAIAN PENYESUAI (LANJUTAN)

Rangkaian Penyesuai berikutnya adalah rangkaian penyesuai yang umum digunakan di bidang microwave dan dalam bidang peralatan yang bekerja pada pita frekuensi VHF. Keadaan matching dilakukan juga untuk mencapai kondisi transfer daya yang maksimum. Terdapat dua macam yang akan dibahas disini, yaitu, saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$, dan sa-luran *stub tuner*.

5.1. Saluran Trafo $\frac{1}{4} \lambda$

Saluran tersebut mempunyai panjang sebesar $\frac{1}{4} \lambda$, yang disisipkan diantara saluran-utama dan beban yang tidak *match*, yang berarti beban $Z_L \neq Z_0$ seperti ditunjukkan pada Gbr-1. Akhirnya impedansi input saluran tersebut bersama-sama beban Z_L akan sama dengan Z_0 , yaitu keadaan *match*.



Gbr-1 Matching dgn metoda Trafo $\frac{1}{4}\lambda$

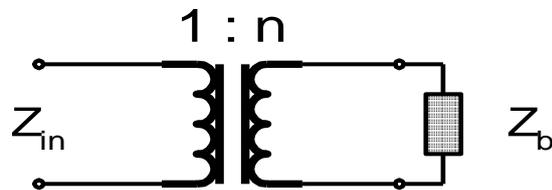
Dengan penyisipan tersebut, maka impedansi AA' menjadi beban baru bagi saluran utama yang harus memenuhi syarat *match*, yaitu, $Z_{AA'} = Z_0$. Dengan panjang saluran sebesar $\frac{1}{4} \lambda$ dan dengan impedansi karakteristik sebesar Z_0' , maka $Z_{AA'} = Z_0'^2 / Z_L$, sehingga,

$$Z_0 = \frac{Z_0'^2}{Z_L}$$

atau, $Z_0' = \sqrt{Z_0 Z_L}$ (5-1)

Saluran $\frac{1}{4} \lambda$ ini disebut sebagai trafo $\frac{1}{4} \lambda$, karena saluran ini mempunyai transformasi impedansi yang mirip dengan sebuah trafo seperti diuraikan sebagai berikut. Pada sebuah trafo dengan ratio jumlah lilitan (1: n) seperti ditunjukkan pada Gbr-2, terdapat hubungan,

$$Z_{in} = n^2 \cdot Z_b \quad \dots\dots\dots (5-2)$$



Gbr-2 Trafo dgn ratio lilitan 1: n

Sementara, saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$ mempunyai impedansi masuk,

$$\begin{aligned} Z_{in} \equiv Z_{AA'} &= \frac{Z_o'^2}{Z_L} \\ &= \left(\frac{Z_o'}{Z_L} \right)^2 \cdot Z_L \\ Z_{in} &= N^2 \cdot Z_L \quad \dots\dots\dots (5-3) \end{aligned}$$

Terlihat bahwa, persamaan (5-3) identik dengan persamaan (5-2). Oleh karena itu saluran $\frac{1}{4} \lambda$ dinamakan juga sebagai trafo $\frac{1}{4} \lambda$.

Jadi saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$ tersebut mempunyai impedansi karakteristik seperti ditunjukkan pada rumus (5-1) yang bersifat resistif, karena Z_o maupun Z_L bersifat resistif. Adaka-lanya impedansi beban Z_L bukan resistif, melainkan reaktif atau satu impedansi. Untuk kasus ini, maka penyisipan saluran $\frac{1}{4} \lambda$ tidak tepat di ujung beban, melainkan sekian λ dari beban. Pada titik tersebut, nilai impedansinya resistif, R_s . Kemudian impedansi karakteristik saluran $\frac{1}{4} \lambda$ ditentukan dengan persamaan (5-1) dengan mengganti Z_L de-ngan nilai R_s tersebut sebagai nilai impedansi beban saluran utamanya. Untuk kasus ini diharapkan para mahasiswa mencobanya dengan menggunakan metoda *Smith chart*.

Contoh Soal 5-1. Satu saluran transmisi yang mempunyai impedansi karak-teristik 75Ω , dibebani dengan resistansi 300Ω . Tentukan saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$ yang digunakan untuk membuat match saluran. Frekuensi kerja yang dioperasikan 10 MHz .

Jawaban

Nilai impedansi karakteristik saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$ tertentu dari,

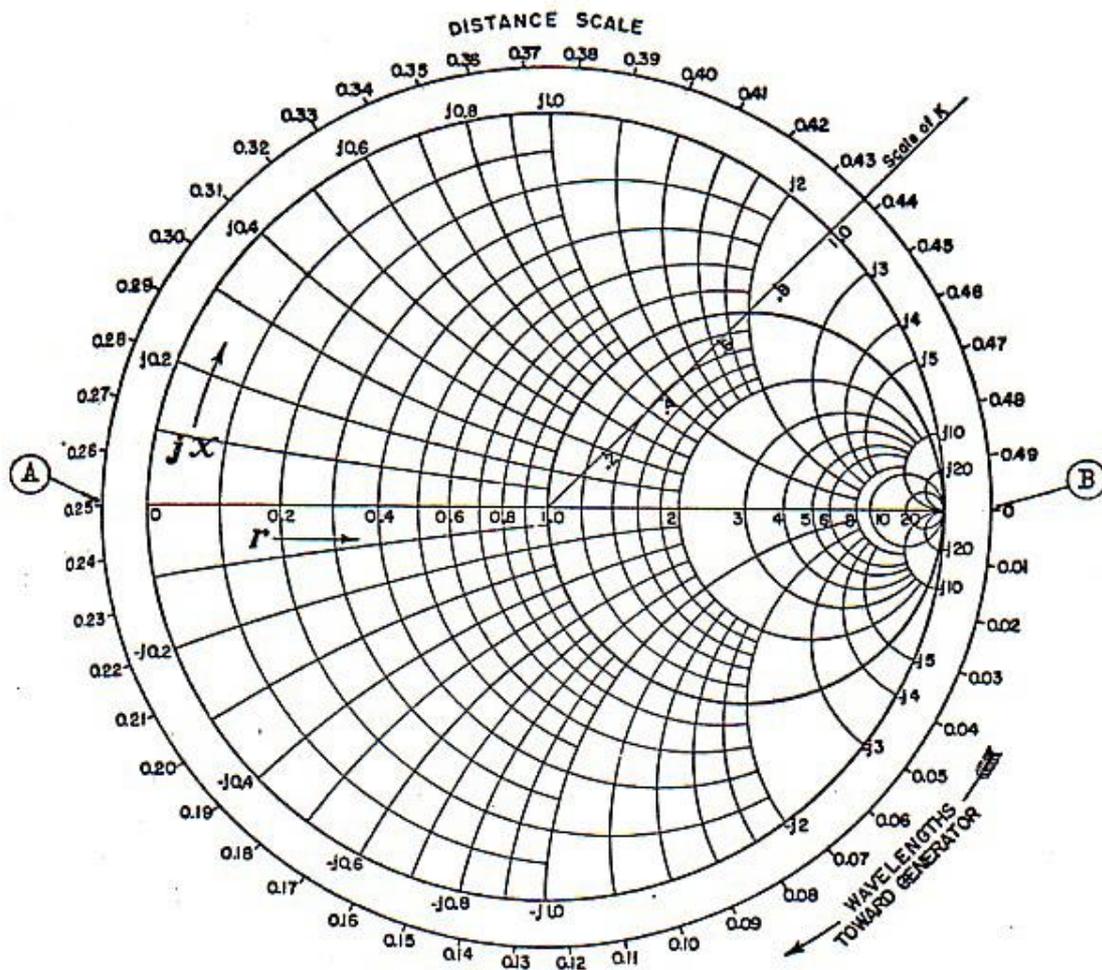
$$Z'_0 = \sqrt{Z_O \times Z_R} = \sqrt{75 \times 300} = 150 \Omega$$

$$\text{Panjang saluran} = \frac{1}{4} \lambda = \frac{1}{4} \times \frac{3 \times 10^8}{10^7} = 7,5 \text{ meter}$$

5.2. Smith Chart

Sebelum membahas penyelesaian *matching impedance* metoda kedua ini, perlu dijelaskan dulu berikut ini penggunaan **Smith chart** dan fungsi beberapa skala yang ada pada chart tersebut. Chart ini adalah alat bantu untuk perhitungan penyesuaian impedansi (*impedance matching*) suatu saluran transmisi secara grafis. **Smith Chart** yang dimaksudkan mempunyai pola yang disederhanakan seperti ditunjukkan pada Gbr-3.

Setiap titik pada chart mewakili suatu impedansi atau admitansi pada kedudukan tertentu sepanjang saluran. Nilai tersebut dinyatakan dalam nilai yang dinormalisasikan (*normalized*) terhadap harga impedansi karakteristik saluran. Jadi nilai *normalized* suatu impedansi Z_1 adalah $z_{1n} = Z_1/Z_0$, atau admitansi Y_2 adalah $y_{2n} = Y_2/Y_0$ atau sama dengan Z_0/Z_2 .



Gbr-3 Smith Chart yg disederhanakan

Kalau kita amati gambar chart tersebut, terlihat, bahwa chart terbentuk dari dua kelompok garis lengkung. Kelompok pertama berbentuk beberapa lingkaran yang menyatakan nilai resistif (r) impedansi atau admitansi yang dapat dilihat nilainya dengan skala pada garis tengah pemisah bagian atas dan bawah chart. Sedangkan kelompok kedua berbentuk garis lengkung lingkaran yang bermula pada tepi kanan chart dan berakhir pada pinggir lingkaran. Kelompok lengkung lingkaran ini menunjukkan nilai imajiner (jx) yang dapat dilihat pada setiap ujung lengkung lingkaran. Jadi nilai normalized suatu impedansi atau admitansi tertentu dari kedua nilai tersebut. Selanjutnya penjelasan mengenai penggunaan Smith chart dapat disimpulkan sebagai berikut.

- 1). Bergerak melingkar dengan titik pusat di tengah lingkaran chart ke kanan, berarti kita bergerak sepanjang saluran ke arah generator. Kalau melingkar ke kiri, berarti kita bergerak sepanjang saluran ke arah beban. Gerakan me-lingkar tersebut ditunjukkan jarak tempuhnya sepanjang saluran oleh skala yang tertera sepanjang tepi lingkaran dengan satuan panjang gelombang ($= \lambda$). Selama gerakan ini, nilai impedansi yang berarti juga nilai admitansi-sinya, berubah.
- 2). Bergerak mengikuti lingkaran resistif tertentu, berarti bahwa perubahan nilai impedansi (admitansi) hanya pada bagian imajiner saja. Sedang gerakan mengikuti lengkung reaktif tertentu menyebabkan nilai impedansi (admitansi) berubah bagian riilnya.
- 3). Bagian sebelah atas garis tengah resistif, merupakan tempat kedudukan nilai impedansi yang bersifat induktif atau admitansi yang bersifat kapasitif. Sedangkan bagian bawah lingkaran chart dari garis tengah tersebut, merupakan tempat kedudukan nilai impedansi yang kapasitif atau admitansi yang induktif.
- 4). Karena pemasangan saluran stub paralel terhadap saluran-utama yang di match, maka seluruh perhitungan impedansi dilakukan dalam bentuk admittansinya. Kedudukan match pada Smith Chart ditunjukkan pada posisi pusat lingkaran, yaitu admitansi (impedansi) mempunyai nilai 1.

Disamping Smith Chart digunakan untuk melakukan perhitungan impedance matching saluran, chart ini berfungsi juga untuk menentukan :

- 1). Nilai faktor refleksi, τ , pada suatu kedudukan sepanjang saluran. Modulunya, $|\tau|$, tertentu oleh radius lingkaran dengan pusat titik 1. Nilainya dapat ditentukan secara linier sepanjang radius itu dengan menggunakan garis skala linier pada bagian kanan bawah lembar chart tersebut dengan skala linier.

Sedang argumennya (sudut fasa) tertentu dari skala sepanjang keliling lingkaran yang dinyatakan dalam derajat.

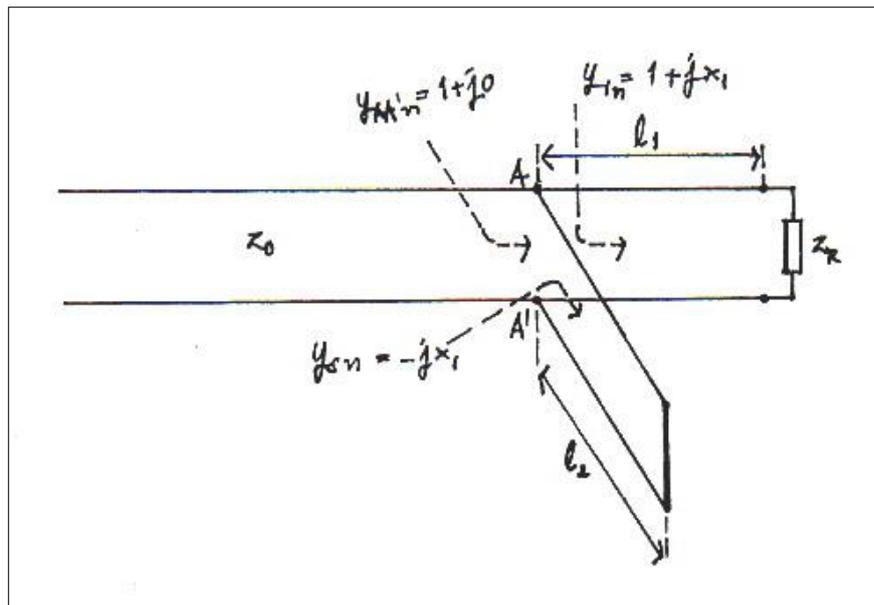
- 2). Nilai SWR, ρ , pada saluran yang tertentu dari radius kedudukan impedansi tertentu dan dinyatakan dengan skala nilai resistif impedansi di sebelah kanan titik **1**.
- 3). Tempat sepanjang saluran transmisi yang bertegangan maksimum dan yang bertegangan minimum, yaitu sepanjang '*garis resistif*'. Tegangan maksimum, E_{max} , terletak di sebelah kanan titik **1**, sedang tegangan minimum, E_{min} , terletak di sebelah kiri titik **1**. Dasar penentuan posisi tersebut ada-lah,

$$Z_{min} = E_{min}/I_{max}$$

$$Z_{max} = E_{max}/I_{min}$$

5.3. *Single stub*

Pada umumnya, permasalahan adalah bagaimana agar suatu saluran yang mempunyai beban $Z_R \neq Z_0$ menjadi suatu saluran yang match dengan menganggap bahwa faktor redaman $\alpha = 0$ (*lossless line*). Jadi penyelesaian masalah dimulai dari ujung terima (beban). Diagram saluran yang menggunakan *single stub* ditunjukkan pada Gbr-4. *Single stub* mempunyai dua bentuk, yaitu, ujung tertutup (*short circuited*) dan ujung terbuka (*open circuited*).



Gbr-4 Penempatan short circuited single-stub pada saluran-utama.

Langkah-langkah penyelesaiannya adalah sebagai berikut :

1. Ditentukan nilai normalized admittance beban, y_{R_n} , misalnya $(r+jx)$. Ditempatkan nilai tersebut pada lembar *Smith chart*, yaitu pada titik perpotongan lingkaran r dan lengkung lingkaran $+jx$,
2. Dengan bantuan jangka, digerakkan melingkar titik tersebut searah jarum jam sampai memotong lingkaran resistif '1'. Dua hal yang kita catat pada langkah ini, yaitu, pertama berapa jauh kita melangkah dari titik beban sampai ke titik potong tersebut yang akan menunjukkan jarak penempatan stub dari ujung beban ($= L_1$). Kedua, pada nilai imajiner berapa titik potong tersebut, misalkan jx_1 , maka bila kita akan melakukan matching berarti nilai tersebut harus dihilangkan. Harus hilang, berarti admittance *stub* harus mempunyai nilai sebaliknya, yaitu $-jx_1$ yang akan menentukan panjang *stub* ($= L_2$).

3. Menentukan panjang L_1 dan L_2

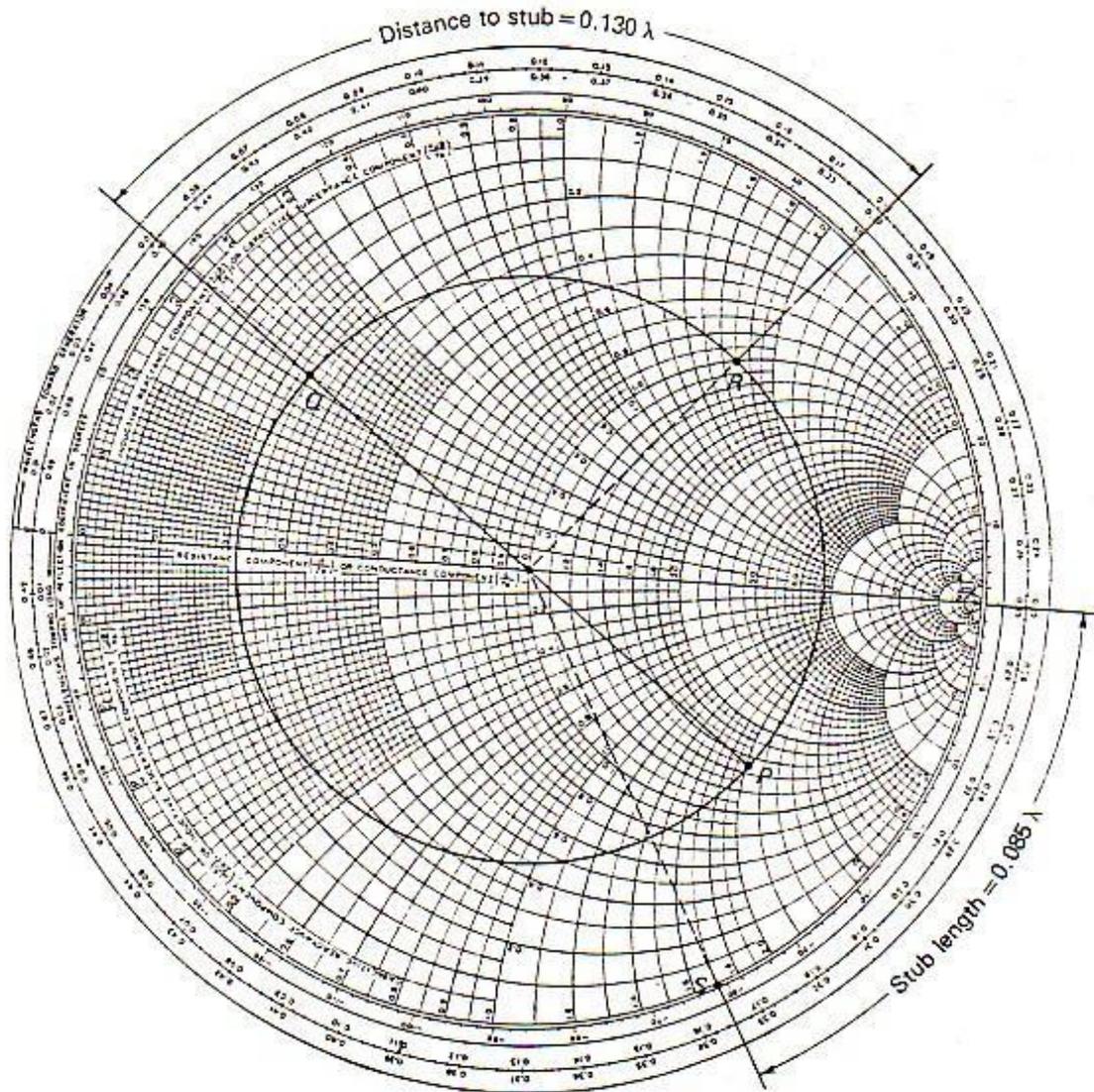
Panjang L_1 tertentu dengan skala pada pinggir lingkaran, yaitu selisih jarak po-sisi akhir dan posisi awal, yaitu titik posisi beban. Panjang L_2 tertentu juga dengan skala tersebut, tetapi posisi akhir dan posisi awalnya ditentukan sebagai berikut :

- ✓ Posisi akhir, yaitu oleh nilai kompensasi jx , yang dapat bernilai negatif atau positif.
- ✓ Posisi awal, yaitu tergantung pada jenis *stub* yang digunakan. Untuk jenis open-circuit stub, posisi awal pada titik A (pada Gbr-3), sedang penggunaan jenis short-circuit stub menentukan posisi awalnya pada titik B. Panjang L_2 tertentu dengan putaran searah jarum jam.

Contoh Soal 5-2. Satu beban berbentuk kombinasi RC seri mempunyai impedansi, Z_L , sebesar $(450 - j600) \Omega$ pada frekuensi 10 MHz, disambungkan pada saluran transmisi yang mempunyai impedansi karakteristik 300Ω . Rencanakan penggunaan stub jenis tunggal tertutup (*short circuited single-stub tuner*) untuk memberikan keadaan match pada saluran. Hitung posisi dan panjang *stub* ?

Jawaban

Langkah tahap penyelesaian diberikan nomor urut dengan melihat *Smith chart* Gbr-5 sebagai berikut,



Gbr-5 Smith chart utk penyelesaian soal 5-3

Beban normalized ditentukan, $z_L = (450 - j600)/300 = (1,5 - j2)$. Kemudian nilai ini diletakkan pada *Smith chart* (titik-P) yang kemudian ditentukan nilai admittansinya, yaitu dengan memutar posisi titik-P sejauh 180° . Nilai tersebut adalah titik-Q, yang mempunyai nilai normalized, $y_L = 0,24 + j0,32$.

(Ingat ! , bila kita menghadapi rangkaian paralel, maka berarti kita bekerja dengan admitansi).

$$\text{Jarak stub} = 0,181 - 0,051 = 0,130 \lambda$$

Langkah selanjutnya adalah :

1. Kemudian posisi titik-Q terus kita putar searah jarum jam sampai memotong lingkaran match, yaitu sampai titik-R. Lingkaran match adalah kurva lingkaran untuk nilai riil 1. Titik-R mempunyai nilai $y = 1 + j1,7$.
Jarak titik-Q ke titik-R yang dapat dibaca pada skala λ pada bagian pinggir chart, menunjukkan jarak posisi stub terhadap beban Z_L , yaitu,
2. Untuk mendapatkan kondisi match dan beresonansi, maka nilai imajiner titik-R yang sebetulnya dapat mewakili impedansi masukkan saluran stub pada titik-R tersebut, harus dihilangkan. Untuk mendapatkan kondisi itu, maka impedansi masukkan saluran stub sebenarnya, harus mempunyai nilai sebaliknya dari $+j1,7$; yaitu harus mempunyai nilai $-j1,7$.
3. Karena saluran stub ditentukan jenis *short circuited*, maka impedansinya akan bernilai tak berhingga. Nilai tak berhingga pada Smith chart terletak di sebelah kanan. Dari situ kita berputar searah jarum jam sampai menuju nilai $-j1,7$. Panjang stub tertentu dari perubahan nilai admitansi yang dapat terbaca pada skala λ dipinggir lingkaran chart. Tertentu panjang stub sebagai berikut,

$$\text{Panjang stub} = 0,335 - 0,250 = \mathbf{0,085 \lambda}$$

Penyelesaian matching dengan *stub tuner* ini sebetulnya terdapat dua metoda, yaitu, single-stub dan double-stub. Tetapi disini hanya dibahas single-stub saja mengingat problem double-stub telah dibahas pada mata kuliah lain.

Contoh Soal 5-3. Satu saluran transmisi yang mismatched dengan impedansi karakteristik sebesar 75Ω , mempunyai beban sebesar $Z_L = (100 - j50) \Omega$. Dengan menggunakan Smith chart,

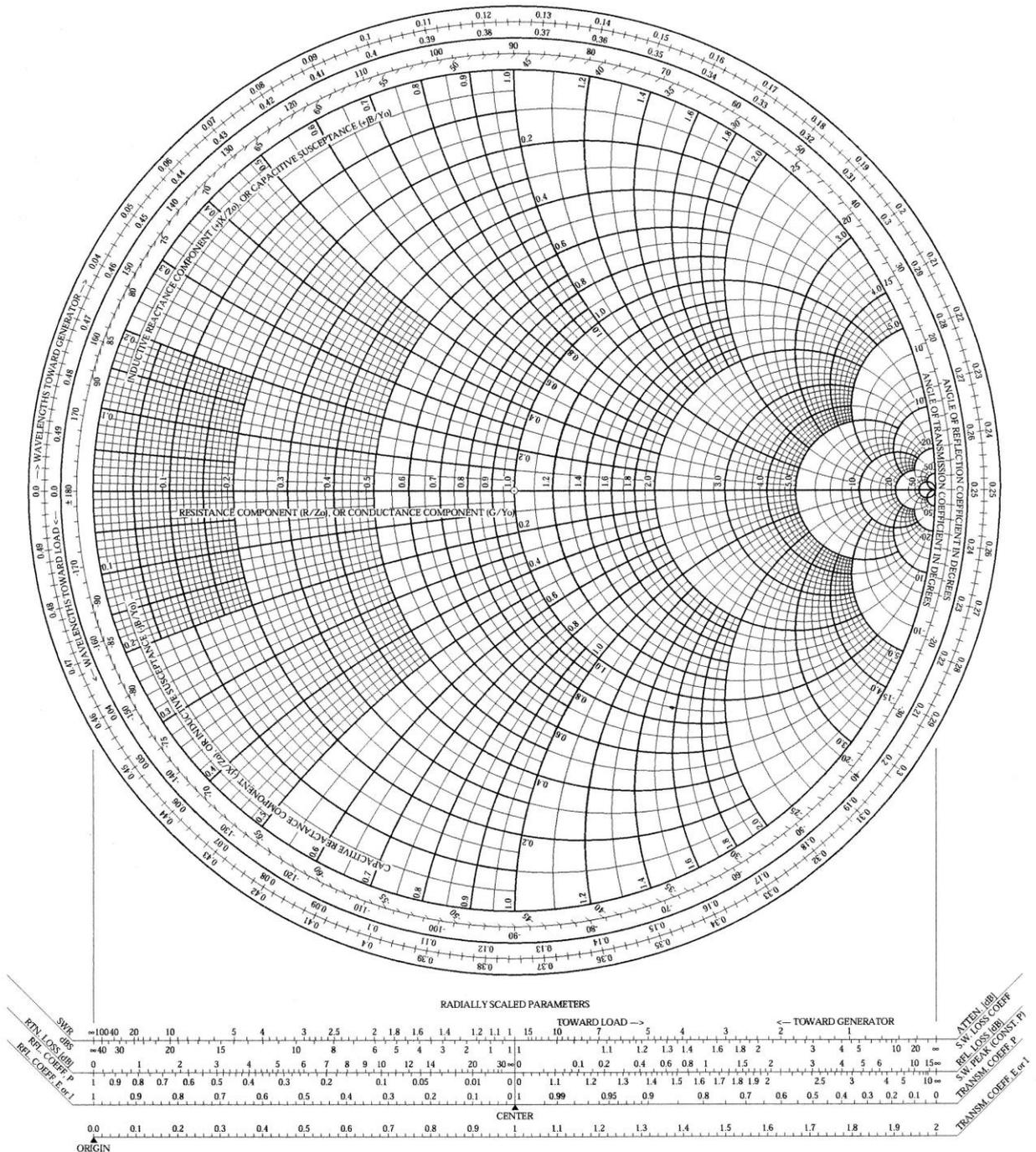
- (a) Tentukan titik pada saluran yang terdekat dengan beban untuk menempatkan saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$ guna melakukan *matching* ?
- (b) Tentukan impedansi karakteristik saluran trafo $\frac{1}{4} \lambda$ tersebut ?

Lampiran S-1

Smith Chart

The Complete Smith Chart

Black Magic Design



Daftar Pustaka

1. Johnson, Walter C.; **Transmission Lines and Networks**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1986.
2. Kennedy, George; **Electronic Communication Systems**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988.
3. Roddy, Dennis & Coolen, John; **Electronic Communications**, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Penguat Sinyal Kecil

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

06

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Tentu saja oleh karena disebut sebagai penguat, Penguat Sinyal Kecil mempunyai gain, yang menguatkan sinyal masukannya mencapai level tertentu pada sinyal keluarannya. Penguat ini dikenal sebagai penguat tegangan daripada disebut sebagai penguat daya, walaupun sebetulnya terjadi juga penguatan daya. Ditempatkan pada awal satu sistem penguat, yang biasa disebut sebagai pre-amplifier, misalnya, penguat RF pada sistem penerima pada umumnya, LNA (*low noise amplifier*) pada sistem penerima satelit.

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui sinyal kecil serta beberapa kelas penguat sinyal kecil

PENGUAT SINYAL KECIL

Tentu saja oleh karena disebut sebagai penguat, Penguat Sinyal Kecil mempunyai gain, yang menguatkan sinyal masukannya mencapai level tertentu pada sinyal keluarannya. Penguat ini dikenal sebagai penguat tegangan daripada disebut sebagai penguat daya, walaupun sebetulnya terjadi juga penguatan daya. Ditempatkan pada awal satu sistem penguat, yang biasa disebut sebagai pre-amplifier, misalnya, penguat RF pada sistem penerima pada umumnya, LNA (*low noise amplifier*) pada sistem penerima satelit.

Karena dia menjadi sumber dari sinyal akhir, maka perhatian khusus harus diberikan pada penguat sinyal kecil ini, yaitu, sangat diharapkan dia tidak menjadi sumber noise tambahan, sehingga harus dirancang dengan menggunakan komponen aktif yang '*low noise*'. Dalam hal ini, untuk preamp satu receiver biasa digunakan komponen FET (*field effect transistor*) daripada bipolar transistor. Penguat awal ini bekerja pada **kelas-A**, dan juga harus mempunyai *frequency response* yang cukup untuk tidak meng-hilangkan sebagian spektrum sinyal yang dikuatkannya.

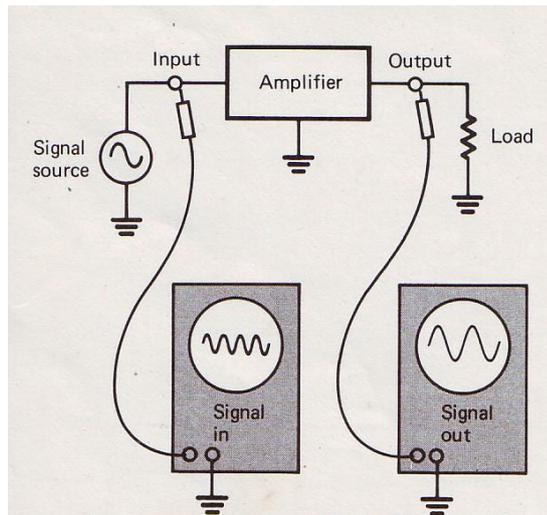
6.1. Pengukuran Gain

Gain atau penguatan adalah fungsi dasar sebuah penguat, yang didefinisikan sebagai perbandingan antara sinyal input dan output penguat tersebut. Parameter input-output yang dibandingkan adalah dapat merupakan level tegangan ataupun level daya. Pada penguat sinyal kecil, parameter tersebut adalah level tegangan. Gbr-1 menunjukkan pengukuran yang dilakukan untuk mengetahui gain tersebut, yaitu perbandingan antara level tegangan sinyal output dengan sinyal input. Besaran ini kemudian dapat dinyatakan dengan satuan desibel (dB) melalui rumus,

$$\text{Gain} = 20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \text{ dB} \quad \dots\dots\dots \text{dB} \quad (6-1)$$

Nilai penguatan dapat ditentukan dengan mengukur tegangan sinyal masukan dan keluaran penguat tersebut, baik dengan menggunakan VTVM (*vaccum tube voltmeter*), voltmeter digital, ataupun osiloskop, yang umumnya satu voltmeter dengan resistansi masukannya yang relatif tinggi untuk menghindari efek pembebanan. Penggunaan osiloskop ditunjukkan pada Gbr-1. Disitu digunakan dapat digunakan dua osiloskop seperti Gbr-1, atau satu osiloskop

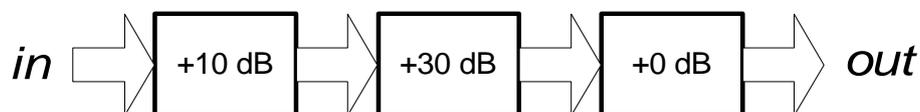
jenis *dual-trace* (dua input, A dan B). Nilai tegangan input maupun output penguat dapat terbaca melalui ukuran volt/division pada layar osiloskop.



Gbr-1 Pengukuran dgn osiloskop

Dalam proses penguatan, semua sinyal input termasuk *noise* yang terbawa sinyal tersebut mengalami penguatan, sehingga diharapkan seperti telah diuraikan di depan, bahwa sinyal tersebut harus sesedikit mungkin mengandung sinyal *noise*. Tentang *noise* telah diuraikan dalam mata kuliah yang lain.

Adakalanya tahapan penguat sinyal kecil terdiri dari dua atau lebih, yang masing-masing tahap mempunyai nilai penguatan yang berbeda seperti ditunjukkan pada Gbr-2. Berkaitan dengan sinyal *noise*, ternyata bahwa nilai *noise* memang sangat ditentukan oleh penguat tahap pertama.



Gbr-2 Beberapa tahap penguat

Untuk menentukan *overall-gain* beberapa tahap penguat itu, cukup dengan menambahkan nilai gain tiap tahap yang ada. Dalam Gbr-2 diatas, maka *overall-gain* yang diberikan beberapa tahap tersebut adalah, $(10 + 30 + 0) = 40$ dB. Seandainya satu tahap diantaranya mempunyai nilai gain dalam satuan *dBm*, maka nilai tersebut dapat juga langsung dijumlahkan dengan nilai gain dalam satuan dB.

Contoh Soal

- 6-1. Seorang teknisi menggunakan osiloskop untuk mengukur satu sinyal. Ternyata osiloskop sendiri mempunyai spesifikasi redaman sebesar -3 dB. Bila level tegangan yang diukur itu sebesar 10 volt, berapakah level yang ditunjukkan pada tampilan layarnya ?

Jawaban

Dari contoh Gbr-2 di atas, maka dalam soal 6-1 ini, osiloskop merupakan satu blok yang mempunyai gain bertanda minus, yaitu, -3 dB, sehingga output yang berupa tampilan pada layar osiloskop sebesar,

$$10 \times 0,707 = 7,07 \text{ volt}$$

dimana; 0,707 adalah antilog -3 dB.

- 6-2. Diperlukan satu level sinyal video sebesar 50 volt untuk menghasilkan satu gambar televisi yang kontras, sementara sinyal pada tuner hanya $100 \mu\text{volt}$. Berapa-kah *overall-gain* receiver tersebut yang diperlukan, dalam satuan dB ?

Jawaban

Dari kedua level sinyal tersebut, 50 volt dan $100 \mu\text{volt}$, maka penguatan yang diperlukan sebesar,

$$\begin{aligned} \frac{50}{100 \times 10^{-6}} &= 500.000 \\ &= 20 \log 500.000 = 113,9 \text{ dB} \end{aligned}$$

6.2. Penguat transistor

Penguat transistor seperti telah diketahui pada mata kuliah dasar elektronika, adalah mempunyai fenomena yang disebut dengan '*thermal runaway*' yang dapat menyebabkan titik kerja bergeser (tidak stabil) ke arah saturasi. Hal ini disebabkan karena arus bocor yang terjadi pada *junction*

collector akan naik 2 x lipat untuk setiap kenaikan suhu *junction* 10° C. Sementara arus tersebut merupakan bagian dari arus kolektor, I_C , seperti ditunjukkan dengan hubungan,

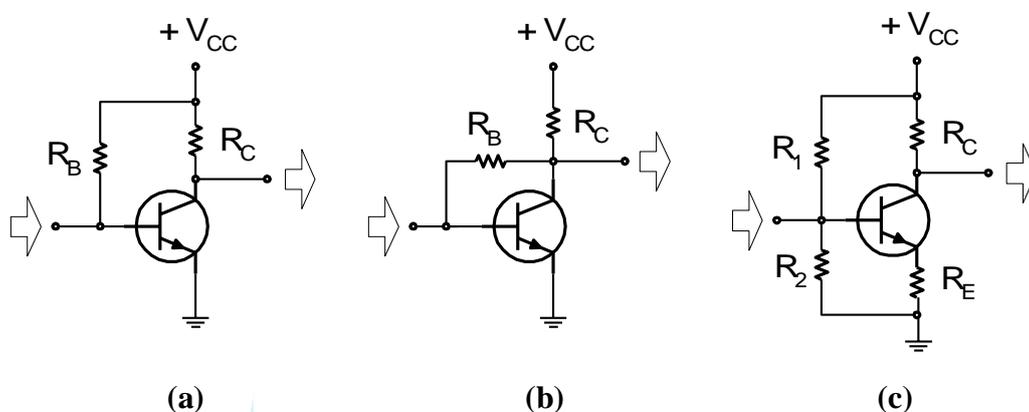
$$\begin{aligned}
 I_C &= \alpha (I_B + I_C) + I_{CO} \\
 &= \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_B + \frac{I_{CO}}{1-\alpha} \\
 &= \beta I_B + I_{CEO} \dots\dots\dots (6-2)
 \end{aligned}$$

dimana, α = faktor penguatan arus *common-base*

I_{CO} = arus *reverse* bocor pada *junction collector*

β = faktor penguatan arus *common-emitter*

Karena akibat dari fenomena tersebut, maka pengoperasian komponen transistor sebagai satu penguat harus menggunakan rangkaian pencatuan awal (*bias*) yang dapat melakukan kompensasi perubahan arus kolektor akibat *thermal runaway* tersebut. Terdapat tiga macam rangkaian *bias* untuk transistor, yaitu, fixed-bias, collector-to-base bias, dan self-bias, yang masing-masing rangkaianannya ditunjukkan pada Gbr-3.



Gbr-3 Rangkaian bias transistor
 (a) fixed-bias, (b) collector-to-base bias, (c) self-bias

Dari ketiga konfigurasi rangkaian bias tersebut, yang mempunyai stabilitas rangkaian paling adalah bentuk yang ketiga, yaitu *self-bias*. Pada bentuk yang ketiga tersebut, faktor stabilitas dapat ditentukan pada awal rancangan secara lebih bebas, sementara pada bentuk yang lainnya, faktor stabilitas banyak ditentukan hanya pada nilai β tran-sistor yang digunakan, terutama pada konfigurasi *fixed-bias*. Faktor stabilitas, S , sendiri didefinisikan sebagai, nilai perubahan arus kolektor terhadap perubahan arus bocor, yang dinyatakan,

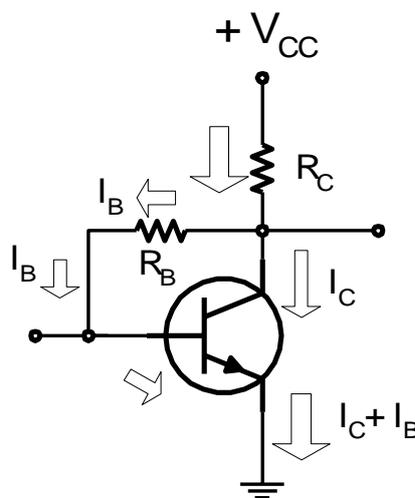
$$S = \delta I_C / \delta I_{CO} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} \quad \text{-----} \quad (6-3)$$

Makin kecil nilai faktor stabilitas, makin baik stabilitas rangkaian terhadap fenomena *thermal-runaway*, satu definisi yang terbalik sebetulnya.

Sebagai penguat sinyal kecil, maka konfigurasi yang banyak digunakan adalah bentuk rangkaian *bias* kedua, yaitu *collector-to-base bias*.

6.2-1. *Collector-to-Base bias*

Rangkaianya seperti ditunjukkan pada Gbr-3(b). Untuk pembahasan digambarkan kembali berikut ini. Nampak pada Gbr-4, bahwa loop terjadi pada rangkaian basis dan rangkaian kolektor.



Gbr-4 *Collector-to-base bias*

Dari kedua *loop* tersebut, dapat tertentu nilai resistansi R_B dan R_C sebagai rumus,

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{I_{BQ} + I_{CQ}} \quad \text{-----} \quad (6-4)$$

dimana, V_{CQ} = tegangan kolektor-emiter titik kerja

I_{CQ} = arus kolektor pada titik kerja

I_{BQ} = arus basis pada titik kerja

Sementara resistansi basis, R_B , tertentu dari *loop* rangkaian basis yang nilainya dinyatakan pada rumus (6-5) berikut,

$$R_B = \frac{V_{CQ} - V_{BE}}{I_{BQ}} \quad \text{-----} \quad (6-5)$$

dimana, V_{BE} = 0,7 volt untuk transistor silikon

= 0,2 volt untuk transistor germanium

Faktor stabilitas ditentukan dengan melakukan deferensiasi persamaan (6-2) terhadap I_{CO} sesuai definisi faktor stabilitas persamaan (6-3). Persamaan (6-2) dituliskan kembali sebagai berikut,

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CO}$$

Hasilnya adalah,

$$S = \frac{(1 + \beta)}{1 + \beta \cdot \left(\frac{R_C}{R_C + R_B} \right)} \quad \text{-----} \quad (6-6)$$

Contoh Soal

6-1. Dirancang satu penguat awal dengan konfigurasi collector-to-base bias. Transistor yang digunakan mempunyai $\beta = 50$, dengan titik kerja yang dipilih pada $V_{CQ} = 4,6$ volt, $I_{CQ} = 21$ mA, dan $I_{BQ} = 0,4$ mA (bekerja pada kelas-A), serta catu tegangan sebesar 10 volt. Tentukan nilai R_C dan R_B , serta faktor stabilitas rangkaian tersebut.

Jawaban :

Sesuai rumus (6-4) sampai (6-6), maka tertentu,

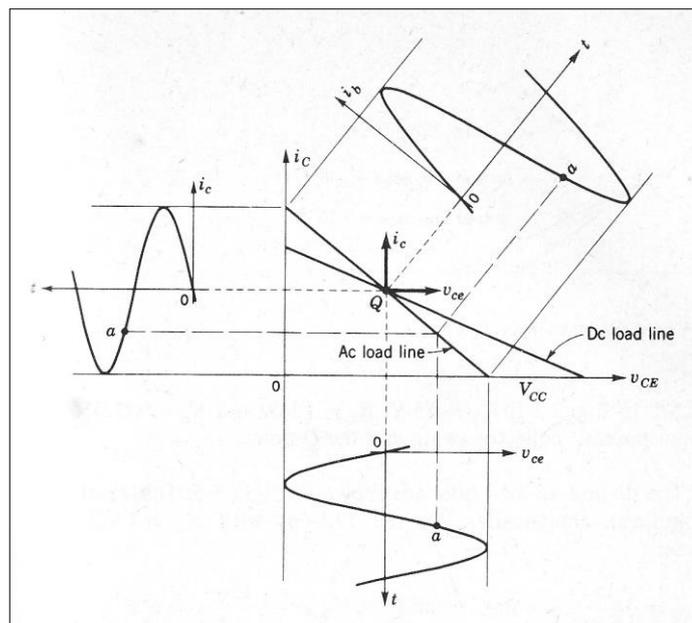
$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{I_{BQ} + I_{CQ}} = \frac{10 - 4,6}{0,4 + 21} = 252 \Omega$$

$$R_B = \frac{V_{CQ} - V_{BE}}{I_{BQ}} = \frac{4,6 - 0,6}{0,4} = 10 k\Omega$$

$$S = \frac{(1 + \beta)}{1 + \beta \cdot \left(\frac{R_C}{R_C + R_B} \right)} = \frac{1 + 50}{1 + 50 \cdot \left(\frac{0,252}{0,252 + 10} \right)} = 22,87 \approx 23$$

6.2-2. Rangkaian Pengganti

Pada perhitungan rangkaian transistor yang diuraikan diatas, adalah hanya perhitungan rangkaian-dc untuk menentukan nilai resistansi yang menempatkan titik ker-ja (titik-Q) pada nilai tegangan kolektor dan arus kolektor tertentu sesuai kelas pe-nguat yang dipilih. Untuk kelas-A, maka titik kerja diletakkan relatif ditengah-te-nengah garis beban-dc seperti ditunjukkan pada Gbr-5



Gbr-5 Titik kerja penguat kelas-A

Terlihat pada Gbr-5, bahwa terdapat juga garis-beban ac, yang merupakan *slope* yang besarnya sama dengan $-(1/R_{\text{beban-ac}})$. $R_{\text{beban-ac}}$ merupakan nilai paralel R_C de-ngan

resistansi beban penguat tersebut yang tentunya lebih kecil dari R_C , sehingga kemiringan sedikit lebih curam. Dengan batasan garis-beban ac ini, maka bentuk gelombang tegangan sinyal output dan input, serta arus input, dilukiskan pada Gbr-5 tersebut.

Rangkaian pengganti transistor digunakan untuk menentukan berapa *gain* untuk tegangan maupun arus, serta berapa impedansi input dan outputnya yang perhitungannya berdasarkan sinyal input maupun output, sehingga rangkaian pengganti ini dapat disebut sebagai rangkaian-ac transistor. Dalam hal rangkaian *collector-to-base bias*, resistansi R_B maupun R_C diperhitungkan dalam rangkaian pengganti, karena kedua resistansi itu dilalui oleh sinyal. Untuk rangkaian pengganti sinyal kecil dan frekuensi rendah ($<$ pita frekuensi RF), terdapat dua macam, yaitu,

- ✓ Rangkaian pengganti hybrid
- ✓ Rangkaian pengganti model-T
- ✓ Rangkaian pengganti model hybrid- π

a). Rangkaian pengganti hybrid

Suatu penguat transistor 1-tahap sebenarnya adalah termasuk rangkaian dua kutub (*two-port active network*) atau rangkaian empat jepitan (*four terminal network*) yang dilukiskan secara diagram blok pada Gbr-6.



Gbr-6 Diagram blok rangkaian dua kutub

Seperti terlihat pada gambar, terdapat empat besaran, yaitu, v_1 dan i_1 , yang masing-masing adalah tegangan input dan arus input, serta v_2 dan i_2 , yang masing-masing adalah tegangan output dan arus output. Keempat parameter tersebut membentuk persamaan berikut,

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \quad \text{-----} \quad (6-7)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \quad \text{-----} \quad (6-8)$$

Parameter yang lain dalam persamaan (6-7) dan (6-8) adalah, h_{11} , h_{12} , h_{21} , dan h_{22} , dinamakan *parameter hybrid*. Sesuai dengan namanya, parameter tersebut tidak semuanya mempunyai satuan, melainkan ada yang mempunyai dan ada yang tidak mempunyai (bercampur atau *hybrid*). Masing-masing *parameter hybrid* tersebut didefinisikan sebagai berikut.

$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2 = 0}$, adalah tahanan input dengan bagian output dihubungkan singkat (dengan satuan, Ω).

$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1 = 0}$, adalah resiprok penguatan tegangan dengan bagian input dihubungkan terbuka (tanpa satuan).

$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2 = 0}$, adalah penguatan arus dengan bagian output dihubungkan singkat (tanpa satuan).

$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1 = 0}$, adalah konduktansi output dengan bagian input dihubungkan terbuka (dengan satuan, mho).

Notasi lain untuk indeks parameter hybrid tersebut, adalah :

11 = i (singkatan dari *i*nterface)

12 = r (singkatan dari *r*everse transfer)

21 = f (singkatan dari *f*orward transfer)

22 = o (singkatan dari *o*utput)

Indeks tambahan yang menunjukkan konfigurasi penguat transistor, adalah, b, e, atau c. Sebagai contoh misalnya,

$h_{11b} = h_{ib}$ = tahanan input dengan konfigurasi *common base*

$h_{21e} = h_{fe}$ = penguatan arus dengan konfigurasi *common emitter*

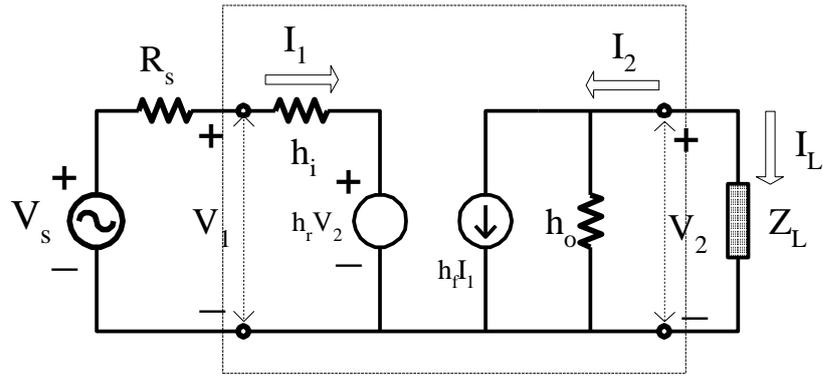
$h_{22c} = h_{oc}$ = konduktansi output dengan konfigurasi *common collector*

Untuk ketiga konfigurasi penguat transistor yang mungkin, rangkaian pengganti *hybrid*-nya ditunjukkan pada tabulasi Gbr-7.

Circuit schematic	Hybrid model	v-i equations
		<p>CE</p> $v_b = h_{ie} i_b + h_{re} v_c$ $i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_c$
		<p>CC</p> $v_b = h_{ic} i_b + h_{re} v_e$ $i_e = h_{fc} i_b + h_{oc} v_e$
		<p>CB</p> $v_e = h_{ib} i_e + h_{re} v_c$ $i_c = h_{fb} i_e + h_{ob} v_c$

Gbr-7 Rangkaian pengganti hybrid dalam tabulasi

Dalam penggunaannya, karena pada penguat transistor yang dilewatkan adalah sinyal bolak-balik, maka notasi tegangan dan arus pada persamaan (6-7) dan (6-8) menjadi huruf besar yang menyatakan nilai efektif sinyal. Kemudian kita sambungkan penguat tersebut dengan sumber sinyal dan beban seperti ditunjukkan pada Gbr-8. Dari kedua persamaan tersebut kemudian diturunkan nilai penguatan arus (A_I), impedansi input (Z_i), penguatan tegangan (A_V), admitansi output (Y_o), penguatan tegangan total (A_{V_s}), serta penguatan arus totalnya (A_{I_s}). Dengan memperhatikan Gbr-8 sebagai rangkaian analisanya, dan kita tulis kembali persamaan (6-7) dan (6-8) dengan notasi nilai efektif sinyal, kita turunkan nilai-nilai tersebut sbb.



Gbr-8 Rangkaian pengganti hybrid dgn sumber dan beban, Z_L .

Terlihat pada Gbr-8, bahwa rangkaian yang berada di dalam garis terputus adalah rangkaian pengganti *hybrid* untuk semua konfigurasi, sehingga pada indeks para-meter *hybrid* tanpa tambahan huruf, e, b, maupun c. Sumber V_s dengan tahanan da-lam R_s terpasang pada sisi input, dan Z_L pada sisi outputnya. Kedua persamaan dengan nilai efektif sinyal adalah,

$$V_1 = h_i I_1 + h_r V_2 \quad \text{-----} \quad (6-9)$$

$$I_2 = h_f I_1 + h_o V_2 \quad \text{-----} \quad (6-10)$$

Penguatan Arus, A_I

$$A_I = I_L / I_1 = - I_2 / I_1$$

sedang, $V_2 = - I_2 Z_L$, disubstitusikan ke persamaan (6-10), sehingga menjadi,

$$I_2 = h_f I_1 - h_o I_2 Z_L, \text{ dan kemudian, } I_1 = (1 + h_o Z_L) I_2 / h_f,$$

Sehingga,

$$A_I = - \frac{h_f}{1 + h_o Z_L} \quad \text{-----} \quad (6-11)$$

Impedansi Input, Z_i

$$Z_i = V_1 / I_1$$

sedang, $V_2 = - I_2 Z_L = A_I I_1 Z_L$, disubstitusikan ke persamaan (6-9) dan kemudian dibagi dengan I_1 , sehingga,

$$Z_i = h_i + h_r A_I Z_L \quad \text{-----} \quad (6-12)$$

Penguatan Tegangan, A_v

$$A_v = V_2 / V_1 = A_i I_1 Z_L / V_1,$$

Sehingga,

$$A_v = \frac{A_i Z_L}{Z_i} \quad \text{-----} \quad (6-13)$$

Admitansi Output, Y_o .

$$Y_o = I_2 / V_2 \text{ dengan } V_s = \text{nol}$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (6-10) ke dalam nilai Y_o di atas, diperoleh,

$$Y_o = h_f I_1 / V_2 + h_o$$

Dengan $V_s = 0$ pada rangkaian analisa Gbr-8, KVL pada loop sebelah kiri adalah,

$$R_s I_1 + h_i I_1 + h_r V_2 = 0, \text{ sehingga}$$

$I_1 / V_2 = -h_r / (h_i + R_s)$, yang kemudian disubstitusikan ke nilai Y_o , dan diperoleh,

$$Y_o = h_o - \frac{h_f h_r}{h_i + R_s} \quad \text{-----} \quad (6-14)$$

Penguatan Tegangan Total, A_{vs}

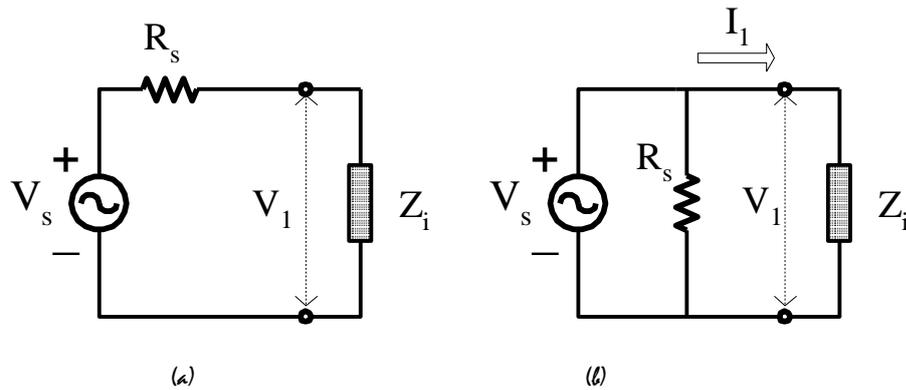
$$A_{vs} = V_2 / V_s = V_2 V_1 / V_1 V_s = A_v V_1 / V_s$$

Dari Gbr-9(a) terlihat bahwa, $V_1 = Z_i V_s / (R_s + Z_i)$, sehingga penguatan tegangan total (*overall gain*) adalah,

$$A_{vs} = \frac{A_v Z_i}{Z_i + R_s} \quad \text{-----} \quad (6-15)$$

atau,

$$A_{vs} = \frac{A_i Z_L}{Z_i + R_s} \quad \text{-----} \quad (6-16)$$



Gbr-9 Rangkaian analisa Gbr-8 :
 (a) model Thevenin, (b) model Norton.

Penguatan Arus Total, A_i

Dengan bantuan Gbr-9(b), penguatan arus total dapat diturunkan, sehingga diperoleh besarnya seperti persamaan (6-17). Para mahasiswa diharap *mencobanya* !

$$A_{Is} = \frac{A_I R_s}{Z_i + R_s} \quad \text{-----} \quad (6-17)$$

Beberapa persamaan yang telah diturunkan tersebut berlaku untuk semua konfigurasi, CB, CE, maupun CC, hanya tentunya nilai parameter *hybrid* ketiga konfigurasi itu berbeda.

Contoh Soal

6-2. Seandainya transistor Gbr-8 dirangkakan dengan konfigurasi CE, dan parameter *hybrid* (nilai tipikal) adalah,

$$\begin{aligned} h_{ie} &= 1100 \Omega \\ h_{re} &= 2,5 \times 10^{-4} \\ h_{fe} &= 50 \\ h_{oe} &= 25 \mu\text{A/volt}, \end{aligned}$$

sedang tahanan beban sama besar nilainya dengan tahanan dalam sumber, yaitu 1000Ω . Tentukan penguatan arus, penguatan tegangan, serta impedansi input dan outputnya ?

Penyelesaian :

$$A_I = -\frac{h_f}{1 + h_o Z_L} = -50 / (1 + 25 \times 10^{-6} \times 10^3) = -48,78$$

$$Z_i = h_i + h_r A_I Z_L = 1100 - 2,5 \times 10^{-4} \times 48,78 \times 10^3 = 1087,8 \Omega$$

$$A_V = \frac{A_I Z_L}{Z_i} = -48,78 \times 10^3 / 1087,8 = -44,84$$

$$A_{V_s} = \frac{A_V Z_i}{Z_i + R_s} = -44,84 \times 1087,8 / 2087,8 = -23,36$$

$$A_{I_s} = \frac{A_I R_s}{Z_i + R_s} = -48,78 \times 10^3 / 2087,8 = -23,36$$

$$Y_o = h_o - \frac{h_f h_r}{h_i + R_s} = 25 \times 10^{-6} - 50 \times 2,5 \times 10^{-4} / (1100 + 1000)$$

$$= 19 \times 10^{-6} \text{ mho} = 19 \mu\text{A/volt} \rightarrow Z_o = 1/Y_o = 52,5 \text{ k}\Omega$$

Sedang penguatan dayanya ditentukan dengan perkalian antara penguatan tegangan dan penguatan arusnya, atau,

$$A_P = A_V \times A_I \quad \text{-----} \quad (6-18)$$

Sehingga, $A_P = -44,84 \times -48,78 = 2187,3$

Tanda negatif pada penguatan tegangan dan arus menunjukkan bahwa, antara sinyal input dan sinyal output berbeda fasanya sebesar 180 derajat.

- 6-3.** Rangkaian transistor Gbr-4 dengan nilai R_C dan R_B hasil perhitungan soal 6-1, akan ditentukan penguatan arus, penguatan tegangan, serta impedansi input dan outputnya. Data transistor dan sumber sinyal seperti soal 6-2, yaitu,

$$h_{ie} = 1100 \Omega$$

$$h_{re} = 2,5 \times 10^{-4}$$

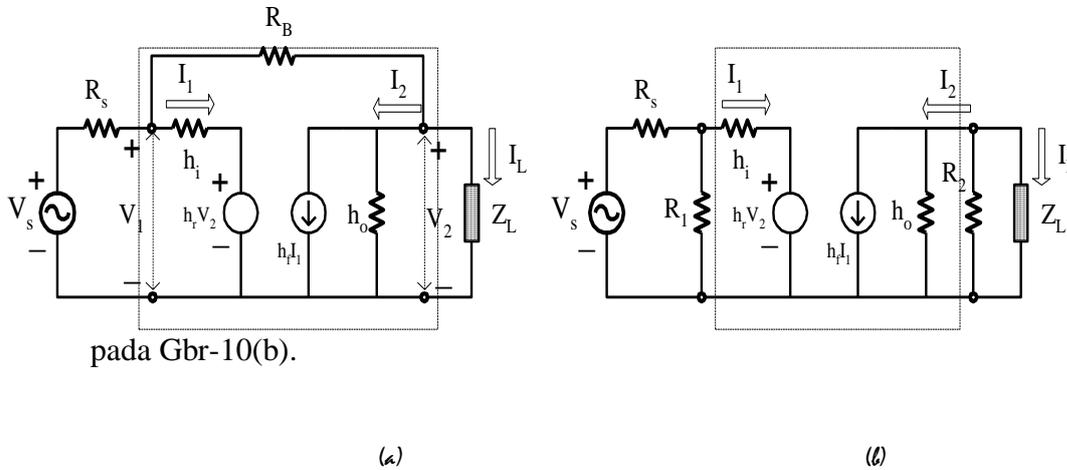
$$h_{fe} = 50$$

$$h_{oe} = 25 \mu\text{A/volt}; R_s = 1000$$

Dalam hal ini, perhitungkan nilai resistansi R_B , karena jalur *feedback* tersebut juga dilewati sinyal.

Penyelesaian :

Kita gambarkan kembali rangkaian pengganti transistor Gbr-8 dengan ditambahkan resistansi R_B yang merupakan jalur *feedback* dari kolektor ke basis seperti ditunjukkan pada Gbr-10. Akibat *Teorema Miller*, maka resistor R_B dapat diganti dengan dua resistor yang masing-masing adalah, R_1 dan R_2 seperti ditunjukkan



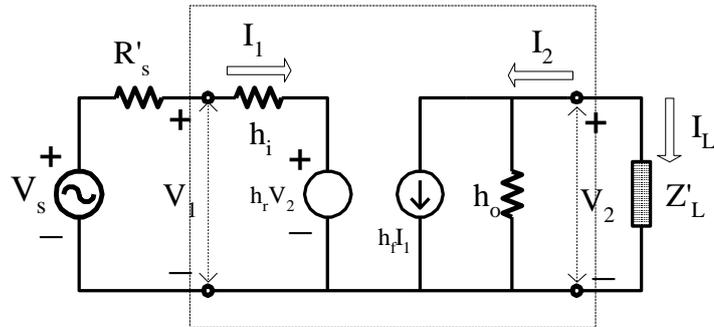
Gbr-10 Rangkaian analisa soal 6-3 :
 (a) rangkaian pengganti, (b) setelah diterapkan Teorema Miller.

Masing-masing nilai resistansi baru tersebut adalah, $R_1 = R_B / (1 - K)$, dan $R_2 = R_B K / (K - 1)$, dimana $K = V_o / V_i$, yang tidak lain adalah gain penguat transistor bersangkutan. Menurut rumus (6-13), nilainya sama dengan, $A_i Z_L / Z_i$. Jadi sesuai dengan hasil perhitungan soal 6-1 dan 6-2 diatas, maka nilai,

$$R_1 = 10 \times 10^3 / (1 + 44,84) = 218 \Omega$$

$$R_2 = 10 \times 10^3 \times (-44,84) / (-44,84 - 1) = 9782 \Omega$$

Setelah disederhanakan, maka rangkaian Gbr-10(b) mempunyai rangkaian seperti ditunjukkan pada Gbr-11. Pada Gbr-11 nampak bahwa, di sisi input terdapat R_s' dan di sisi output terdapat Z_L' . Masing-masing resistansi tersebut merupakan nilai paralel antara R_s dengan R_1 , dan antara Z_L dengan R_2 . Kedua nilai paralel itu masing-masing adalah, 179Ω dan 907Ω .



Gbr-11 Rangkaian pengganti Gbr-10(b)

Dengan nilai-nilai baru tersebut maka penguatan arus, penguatan tegangan, serta impedansi input dan outputnya adalah,

$$A_I = -\frac{h_f}{1 + h_o Z'_L} = -50 / (1 + 25 \times 10^{-6} \times 907) = -48,9$$

$$Z_i = h_i + h_r A_I Z'_L = 1100 - 2,5 \times 10^{-4} \times 48,9 \times 907 = 1089 \Omega$$

$$A_V = \frac{A_I Z'_L}{Z_i} = -48,9 \times 907 / 1089 = -40,7$$

$$Y_o = h_o - \frac{h_f h_r}{h_i + R'_s} = 25 \times 10^{-6} - 50 \times 2,5 \times 10^{-4} / (1100 + 179)$$

$$= 15,227 \times 10^{-6} \text{ mho} = 15,227 \mu\text{A/volt} \rightarrow Z_o = 1/Y_o = 65,67 \text{ k}\Omega$$

- 6-4. Buatlah rangkaian pengganti model *hybrid* rangkaian Gbr-4, bila ditambahkan beban R_L pada outputnya !
- 6-5. Buatlah juga rangkaian pengganti model *hybrid* untuk penguat dengan rangkaian bentuk *self-bias* dengan ditambahkan beban R_L pada outputnya !

Karena dua nilai parameter- h mempunyai nilai yang relatif kecil, yaitu, h_r dan h_o , maka biasanya kedua parameter itu diabaikan dalam perhitungan. Misalnya, untuk konfigurasi CE, nilai tipikal $h_{re} = 10^{-4}$, dan $h_{oe} = 10^{-5}$ A/volt, sehingga keduanya dapat diabaikan bila dipenuhi syarat,

$$h_{oc}(R_L + R_E) \leq 0,1 \quad \text{-----} \quad (6-19)$$

dimana :

R_L = beban

R_E = resistansi emiter bila tidak menggunakan kapasitor C_E

Dengan mengabaikan kedua parameter- h tersebut, kesalahan perhitungan A_i , Z_i , A_v yang terjadi kurang dari 10%.

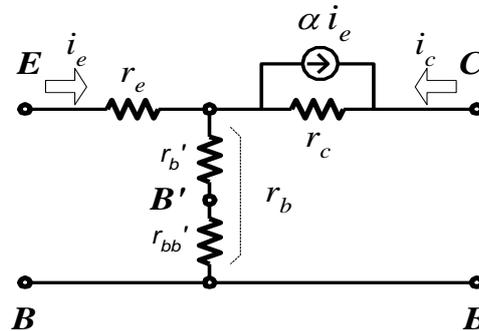
Tabel-1 Hubungan antara parameter- h dengan parameter model-T

Symbol	Common emitter	Common collector	Common base	T equivalent circuit
h_{ie}	1,100 Ω	$h_{ie} \dagger$	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$	$r_b + \frac{r_e}{1 - \alpha}$
h_{re}	2.5×10^{-6}	$1 - h_{re} \dagger$	$\frac{h_{ib}h_{ob}}{1 + h_{fb}} - h_{rb}$	$\frac{r_e}{(1 - \alpha)r_c}$
h_{fe}	50	$-(1 + h_{fe}) \dagger$	$-\frac{h_{fb}}{1 + h_{fb}}$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$
h_{oe}	25 $\mu\text{A/V}$	$h_{oe} \dagger$	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	$\frac{1}{(1 - \alpha)r_c}$
h_{ib}	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$-\frac{h_{ie}}{h_{fe}}$	21.6 Ω	$r_e + (1 - \alpha)r_b$
h_{rb}	$\frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$	$h_{re} - \frac{h_{ie}h_{oc}}{h_{fe}} - 1$	2.9×10^{-4}	$\frac{r_b}{r_c}$
h_{fb}	$-\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	$-\frac{1 + h_{fe}}{h_{fe}}$	-0.98	$-\alpha$
h_{ob}	$\frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$-\frac{h_{oc}}{h_{fe}}$	0.49 $\mu\text{A/V}$	$\frac{1}{r_c}$
h_{ic}	$h_{ie} \dagger$	1,100 Ω	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$	$r_b + \frac{r_e}{1 - \alpha}$
h_{rc}	$1 - h_{re} \approx 1 \dagger$	1	1	$1 - \frac{r_e}{(1 - \alpha)r_c}$
h_{fc}	$-(1 + h_{fe}) \dagger$	-51	$-\frac{1}{1 + h_{fb}}$	$-\frac{1}{1 - \alpha}$
h_{oc}	$h_{oe} \dagger$	25 $\mu\text{A/V}$	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	$\frac{1}{(1 - \alpha)r_c}$
α	$\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	$\frac{1 + h_{fc}}{h_{fe}}$	$-h_{fb}$	0.980
r_c	$\frac{1 + h_{fe}}{h_{oe}} \dagger$	$-\frac{h_{fc}}{h_{oc}} \dagger$	$\frac{1}{h_{ob}}$	2.04 M
r_e	$\frac{h_{re}}{h_{oe}} \dagger$	$\frac{1 - h_{re}}{h_{oc}} \dagger$	$h_{ib} - \frac{h_{rb}}{h_{ob}}(1 + h_{fb}) \dagger$	10 Ω
r_b	$h_{ie} - \frac{h_{re}}{h_{oe}}(1 + h_{fe}) \dagger$	$h_{ie} + \frac{h_{fc}}{h_{oc}}(1 - h_{re}) \dagger$	$\frac{h_{rb}}{h_{ob}} \dagger$	590 Ω

† Exact.

b). Rangkaian pengganti model-T

Bentuk model rangkaian pengganti yang lain dari transistor adalah model-T seperti ditunjukkan pada Gbr-12. Disini tidak dibahas mengapa muncul komponen rang-kaian tersebut.

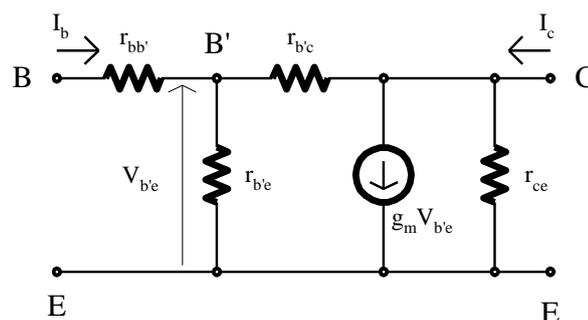


Gbr-12 Rangkaian pengganti model-T

Untuk sinyal dengan frekuensi rendah, rangkaian pengganti model-T ini tidak digunakan, melainkan hanya untuk analisa rangkaian transistor yang bekerja dengan frekuensi RF. Untuk frekuensi rendah hanya rangkaian pengganti *hybrid* yang digunakan karena lebih sederhana, yaitu mempunyai rangkaian yang sama untuk semua konfigurasi penguat transistor. Tabel-1 menunjukkan hubungan parameter-*h* dengan parameter rangkaian pengganti model-T.

c). Rangkaian pengganti model Hibrida- π

Model transistor ini digunakan untuk membahas tanggapan frekuensi tinggi satu penguat transistor. Disebut juga sebagai rangkaian pengganti *Giacolletto*, yang mempunyai rangkaian sebagai berikut,



Gbr-13 Rangkaian pengganti Hibrida- π

dimana :

r_{ce} = resistansi output

$r_{b'c}$ = resistansi umpan balik

$r_{bb'}$ = r_x = resistansi penyebaran

$r_{b'e}$ = r_{π} = resistansi penyebaran

g_m = transkonduktansi

Nilai-nilai khas atau tipikal untuk parameter model Hibrida- π tersebut adalah,

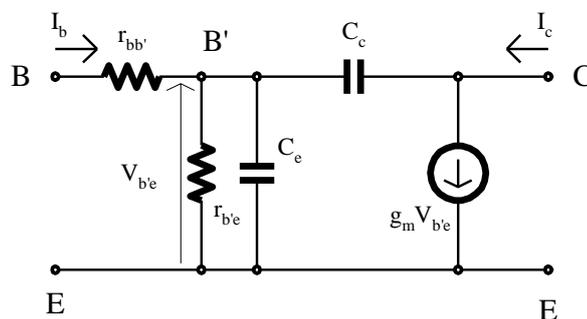
$r_{ce} = 200 \text{ k}\Omega$

$r_{b'c} = 20 \text{ M}\Omega$

$r_x = 100 \Omega$

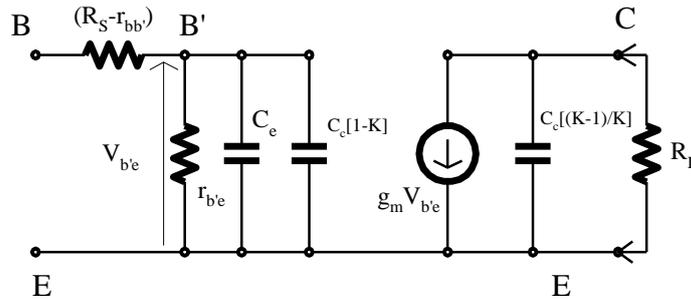
$r_{\pi} = 2 \text{ k}\Omega$

Akibat frekuensi tinggi, maka kapasitansi junction merupakan komponen parasitic yang tidak dapat diabaikan, sehingga parallel dengan resistansi $r_{b'c}$ dan $r_{b'e}$ terdapat masing-masing $C_c = C_{\mu}$ dan $C_e = C_{\pi}$. Dan karena nilai $r_{ce} \gg$ dan $r_{b'c} \gg$, maka rangkaian pengganti untuk frekuensi tinggi menjadi sebagai berikut.



*Gbr-14 Rangkaian pengganti Hibrida- π
dgn. komponen kapasitansi junction.*

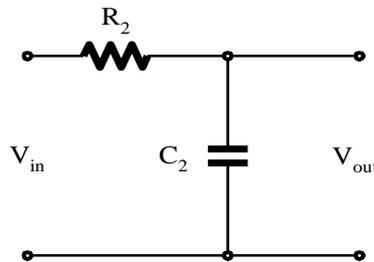
Dan karena efek *Miller*, rangkaian pengganti Gbr-14 menjadi seperti Gbr-15, yang digambarkan lengkap dengan sumber dan beban R_L .



Gbr-15 Rangkaian pengganti Hibrida- π dgn. efek Miller.

Nilai frekuensi cutoff, f_H

Pada tanggapan frekuensi tinggi, sebuah penguat transistor berperilaku sebagai filter pelintas bawah (LPF, *low pass filter*), dengan frekuensi cutoff, $f_H = 1/2\pi R_2 C_2$, dimana, R_2 adalah resistansi lingkaran-input, dan C_2 adalah kapasitansi input. Kedua komponen, resistansi dan kapasitansi tersebut tersusun seperti digambarkan sebagai berikut.



Gbr-16 Rangkaian tanggapan frekuensi tinggi penguat transistor.

Untuk rangkaian pengganti Hibrida- π , nilai-nilai R_2 , dan C_2 (yang sudah memperhitungkan efek *Miller*) masing-masing adalah,

$$R_2 = R_S' // r_{b'e} \quad \text{-----} \quad (6-20)$$

dimana :

$$R_S' = R_S + r_{bb'} \quad \text{-----} \quad (6-20b)$$

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e} \quad \text{-----} \quad (6-20c)$$

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} \quad \text{-----} \quad (6-20d)$$

$$g_m = \frac{I_C (mA)}{26} \text{ mho} \quad \text{-----} \quad (6-20e)$$

dan,

$$C_2 = C_e + C_c (1 + g_m R_L) \quad \text{-----} \quad (6-21)$$

Pada umumnya parameter yang diberikan oleh pabrikan untuk transistor frekuensi tinggi adalah, h_{fe} , f_T , h_{ie} , dan C_c , sehingga untuk menentukan parameter yang lain guna mencari nilai f_H , digunakan rumus-rumus tersebut, dan rumus berikut ini,

$$C_e \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad \text{-----} \quad (6-22)$$

dimana :

g_m = transkonduktansi

f_T = satu nilai frekuensi pada saat penguatan arus CE mencapai harga satu, dengan output hubung singkat.

Sementara f_T sendiri, yang disebut *gain-bandwidth product*, ditentukan besarnya dari hubungan,

$$f_T \approx h_{fe} \cdot f_\beta \quad \text{-----} \quad (6-23)$$

dimana :

f_β = satu nilai frekuensi pada saat penguatan arus $|A_i| = 0,707 h_{fe}$

Dari rumus terakhir ini, dapat dikatakan bahwa, bila dua transistor yang mempunyai f_T sama, maka transistor dengan h_{fe} yang rendah akan mempunyai *band-width* yang lebar. Terdapat parameter lain pada transistor frekuensi tinggi, yang menentukan ciri transistor ini, yaitu f_{max} . f_{max} adalah frekuensi osilasi maksimum bila transistor tersebut digunakan sebagai osilator atau pengolah sinyal RF. f_{max} didefinisikan sebagai satu nilai frekuensi pada saat penguatan daya penguat RF (konfigurasi CE) menjadi satu. Nilai frekuensi f_{max} tertentu dari rumus, (1)p8-22.

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_{bb'} C_C}} \quad \text{-----} \quad (6-24)$$

Contoh Soal

6-6. Spesifikasi pabrikan untuk transistor silikon tipe 2N 3647 yang dirancang, meliputi,

$$\begin{aligned}
 f_T &= 350 \text{ MHz} \\
 h_{fe} &= 150 \\
 h_{oe} &= 0,1 \text{ mS} \\
 C_{ob} &= 4 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

Dari data yang diberikan tersebut, tentukan parameter rangkaian Hibrida- π , bila transistor dioperasikan pada $I_{CQ} = 300 \text{ mA}$?

Penyelesaian :

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{h_{fe} 26}{I_C} = \frac{150 \times 26}{300} = 13 \Omega$$

Karena data $r_{bb'}$ tidak diberikan, maka dapat diambil nilai 10Ω

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{I_C / 26}{2\pi \times 350 \times 10^6} = 5247 \text{ pF}$$

$$C_{b'c} = C_{ob} = 4 \text{ pF}$$

- 6-7.** Dengan data transistor yang ada dan dihasilkan dalam soal 6-6, tentukan frekuensi maksimum transistor tersebut, f_{max} , dan frekuensi *upper cutoff*, f_H , bila transistor tersebut dicatu oleh sumber dengan resistansi 1000Ω dan dengan beban $R_L = 1000 \Omega$?

Penyelesaian :

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_{bb'} C_C}} = \sqrt{\frac{350 \times 10^6}{8 \times 10 \times 4 \times 10^{-12}}} = 590,04 \text{ MHz}$$

$f_H = 1/2\pi R_2 C_2$, dimana,

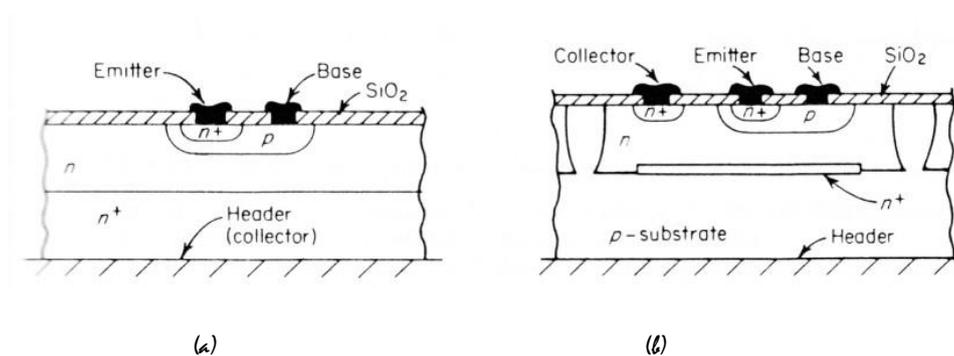
$$R_2 = \frac{(R_S + r_{bb'}) \times r_{b'e}}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e}} = \frac{(1000 + 10) \times 13}{1000 + 10 + 13} = 12,83 \Omega$$

$$\begin{aligned}
 C_2 &= C_e + C_c (1 + g_m R_L) = 5247 + 4 [1 + (300/26) \times 1000] \\
 &= 51.405 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

sehingga,

$$f_H = 1/[2\pi \times 12,83 \times 51.405 \times 10^{-12}] = 241,32 \text{ kHz}$$

Untuk memberikan gambaran mengapa dalam rangkaian pengganti transistor ter-dapat suatu nilai resistansi dan kapasitansi, maka pada Gbr-17 dilukiskan tampak samping struktur bahan semikonduktor yang membentuk komponen transistor ter-sebut. Pada gambar tersebut dilukiskan bahwa dari terminal basis yang menghu-bungkan langsung bahan semikonduktor untuk basis menuju terminal emiter, harus melewati bahan semikonduktor tipe-p ke tipe-n dengan jarak tertentu. Hal inilah yang kemudian menghasilkan satu nilai resistansi tertentu karena bahan semikonduktor bersangkutan yang mempunyai nilai resistivitas tertentu. Kemudian pada ja-lur yang sama, harus dilewati *pn-junction* atau persambungan bahan tipe-p dan tipe-n. Dari persambungan inilah kemudian muncul satu nilai kapasitansi, yang tidak lain adalah satu bentuk kapasitor keping sejajar.



Gbr-17 Struktur bahan semikonduktor transistor
(a) struktur diskret, (b) struktur integrasi.

Daftar Pustaka

1. Fink, Donald G., et all; **Electronics Engineers' Handbook**, McGraw-Hill Book Company, New York, 1982.
2. Millman, Jacob, Ph.D.; **Mikro-Elektronika**, Jilid-2, Penerbit Airlangga, Jakarta, 1987.
3. Schilling, Donald L, et all; **Electronic Circuits-Discrete and Integrated**, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., Tokyo, 1979.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Penguat Sinyal Kecil (Lanjutan)

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

07

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Tentu saja oleh karena disebut sebagai penguat, Penguat Sinyal Kecil mempunyai gain, yang menguatkan sinyal masukannya mencapai level tertentu pada sinyal keluarannya. Penguat ini dikenal sebagai penguat tegangan daripada disebut sebagai penguat daya, walaupun sebetulnya terjadi juga penguatan daya. Ditempatkan pada awal satu sistem penguat, yang biasa disebut sebagai pre-amplifier, misalnya, penguat RF pada sistem penerima pada umumnya, LNA (*low noise amplifier*) pada sistem penerima satelit.

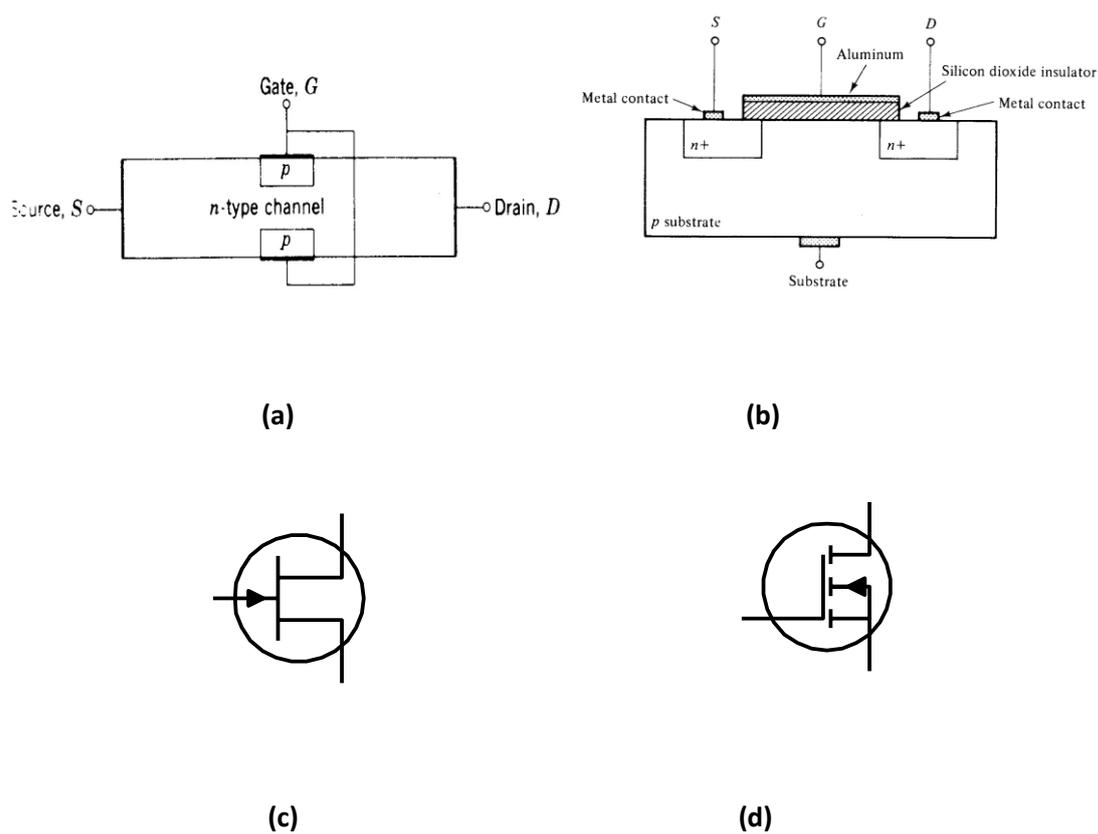
Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui sinyal kecil serta beberapa kelas penguat sinyal kecil

PENGUAT SINYAL KECIL (LANJUTAN)

FET (*field effect transistor*) adalah satu jenis transistor yang bekerja atau mengalirnya arus dalam transistor tersebut berdasarkan efek medan elektrostatis. Dalam hal ini, arus itu adalah arus *drain* (D), I_D , yang mengalir dari *drain* ke *source* (S) atau sebaliknya, yang dikontrol besarnya oleh medan elektrostatis antara *gate* (G) dengan *source*, V_{GS} .

Terdapat dua jenis FET, yaitu JFET (*junction FET*), dan IGFET (*insulated gate FET*), yang keduanya berbeda pada struktur gate-nya. Karena perbedaan itu maka keduanya mempunyai kurva karakteristik yang berbeda. JFET dan IGFET masing-masing mempunyai struktur bahan seperti ditunjukkan pada Gbr-1.



Gbr-1 Struktur bahan JFET dan IGFET :

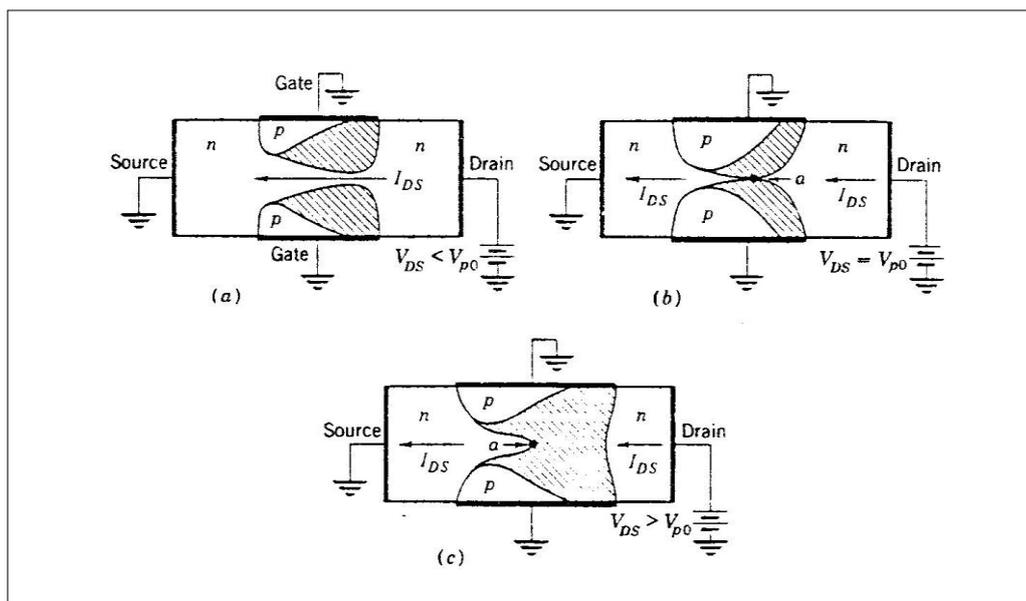
- (a) JFET, (b) IGFET, (c) simbol n-channel JFET
(d) simbol n-channel IGFET.

Tetapi dalam pembahasan berikut ini, hanya jenis JFET saja yang dikemukakan sebagai komponen penguat sinyal kecil. Tidak dibuktikan juga disini, bahwa FET merupakan komponen yang *low-noise*.

7.1. Cara Kerja JFET dan Kurva Karakteristiknya

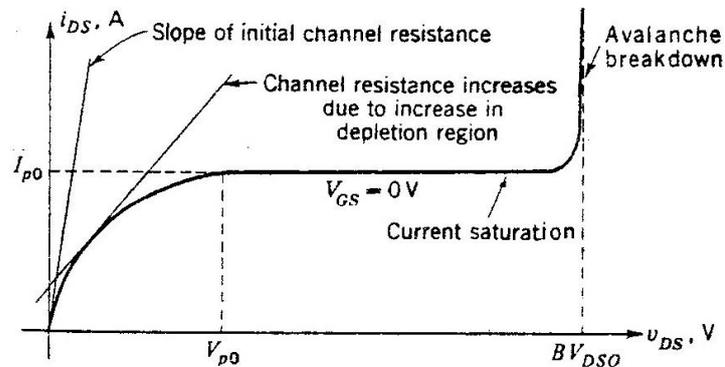
Sesuai kemungkinan susunan bahan semikonduktornya, maka JFET mempunyai dua jenis bentuk, yaitu, *n-channel* dan *p-channel*. Dalam pembahasan, diambil JFET dari jenis *n-channel*. *Channel* atau kanal adalah spasi diantara bahan semikonduktor gate yang menjadi jalur mengalirnya arus drain (perhatikan Gbr-1).

Cara kerja JFET dapat diikuti dengan bantuan Gbr-2. Gate berada pada potensial nol (ground), sedang drain-source dicatu tegangan positif terhadap gate. Antara gate dan drain berlaku sebagai pn-junction yang dicatu *reverse-bias*, sehingga dapat membentuk daerah *depletion region* (diarsir) yang sifatnya dapat menghalangi aliran arus I_{DS} .



Gbr-2 Diagram cara kerja JFET :
(a) $V_{DS} < V_{PO}$, (b) $V_{DS} = V_{PO}$, (c) $V_{DS} > V_{PO}$

Pada Gbr-2, arus I_{DS} akan bertambah bila tegangan V_{DS} bertambah, keadaan ini diikuti makin bertambah reversenya antara Gate dan Drain yang berarti pula bertambah lebarnya daerah *depletion region* sampai pada suatu tegangan yang membuat kedua daerah *depletion region* tersebut dapat menjadi satu. Tegangan tersebut dinamakan tegangan *pinchoff*, V_{p0} . Mulai dari tegangan ini ($V_{DS} = V_{p0}$), arus I_{DS} dihambat kenaikannya atau diambang jenuh seperti ditunjukkan pada kurva karakteristik Gbr-3.



Gbr-3 Kurva karakteristik n-channel JFET

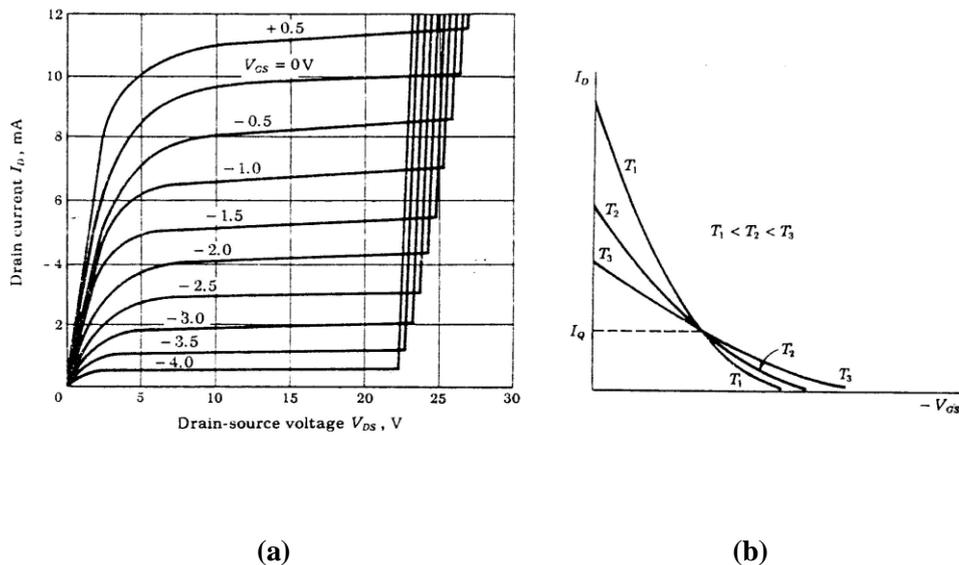
Apabila tegangan V_{DS} diperbesar terus, maka daerah *depletion region* akan makin melebar seperti ditunjukkan pada Gbr-2(c), dan pada kurva Gbr-3 ditunjukkan sebagai kurva yang mendatar. Titik-a pada Gbr-2(b) dan (c) adalah daerah di dalam bahan kanal yang ber-tegangan V_{p0} .

Apabila kemudian tegangan Gate dinaikkan dengan V_{DS} konstan, maka daerah *depletion region* berkurang lebarnya dan arus I_{DS} bertambah besar. Sebaliknya bila tegangan Gate dibawa kearah negatif, maka karena terhadap Drain maupun Source, Gate menuju kearah reverse, daerah *depletion region* melebar. Dengan melebarnya region tersebut, maka resistansi kanal meningkat besarnya yang dapat menyebabkan arus I_{DS} menurun. Dengan demikian dapat dikatakan FET merupakan komponen elektronik yang sensitif terhadap perubahan tegangan.

Didalam praktek, tegangan Gate biasanya dibuat negatif, atau sedikit positif untuk mencegah mengalirnya arus Gate-Source, I_{GS} .

Bila sekarang dengan tegangan Gate konstan, tegangan V_{DS} dinaikkan terus jauh dari nilai tegangan V_{po} , maka FET akan mengalami *breakdown* pada tegangan BV_{DSO} yang ditunjukkan oleh naiknya arus I_{DS} secara tajam. Pada Gbr-3 periode *breakdown* ditunjukkan oleh bagian kurva yang tegak.

Berikut ini diberikan kurva karakteristik JFET Gbr-4.



Gbr-4 Kurva karakteristik n-channel JFET (common source) :
 (a) karakteristik input, (b) karakteristik transfer.

Sebelum kita lanjutkan cara memberi bias pada JFET ini, perlu kita ketahui dulu bahwa terdapat dua pengertian / definisi untuk tegangan *Pinchoff*, V_{po} .

Pertama : Tegangan *pinchoff* adalah suatu harga V_{DS} yang menyebabkan arus drain, I_{DS} menjadi jenuh, yaitu seperti pada uraian diatas.

- 📁 Electronic Circuits, Discrete & Integrated – Schilling & Belove,
- 📁 Electronics Principles - Malvino.

Kedua : Tegangan *pinchoff* adalah suatu harga V_{GS} yang menyebabkan arus drain, $I_{DS} = 0$, atau *cutoff* dan diberi notasi V_{GS-off} yang digunakan pada rumus (7-1).

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS-off}} \right)^2 \quad \dots\dots\dots (7-1)$$

dimana : I_{DSS} = arus drain dengan input hubungan singkat, $V_{GS} = 0$,

V_{GS-off} = tegangan V_{GS} yang menyebabkan $I_{DS} = 0$ atau *cutoff*

Tetapi dua pengertian. itu sejalan, yaitu menerangkan suatu keadaan berkurangnya arus drain karena melebarnya daerah *depletion region* sehingga berimpit yang berarti resistansi kanal bertambah besar. Pada uraian berikut ini, tetap definisi yang pertama yang kita pakai untuk tegangan *pinchoff* dengan notasi V_{po} .

Pada lembar data tercantum notasi V_p yang juga disebut tegangan *pinchoff* yang maksudnya adalah definisi kedua atau sama dengan V_{GS-off} , sehingga rumus (7-1) dapat diubah menjadi,

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad \dots\dots\dots (7-2)$$

Berikut ini akan jelas mengapa akhirnya $V_{po} = V_p$. Misal pada kondisi input short circuit, $V_{GS} = 0$, maka FET akan mengalami pinchoff pada saat $V_{DS} = V_{po}$. Kemudian sekarang dengan kondisi $V_{DS} = V_{po}$, tegangan V_{GS} diubah kearah negatif sampai $I_{DS} = 0$ pada saat $V_{GS} = V_{GS-off} = V_p$. Karena $I_{DS} = 0$, maka tegangan Drain dan Source sama, sehingga dari hubungan,

$$V_{DS} = V_{po} + V_{GS}$$

$$0 = V_{po} + V_p \rightarrow V_{po} = - V_p \text{ atau}$$

$$V_{po} = | V_p |$$

Bila dari lembar data, suatu FET mempunyai $V_p = - 4$ volt, maka tegangan $V_{po} = 4$ volt.

Selanjutnya, terdapat tiga parameter FET yang perlu diketahui, yaitu :

- ✓ Mutual conductance, $g_m = \left. \frac{\delta i_D}{\delta v_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right|_{V_{DS}}$
- ✓ Drain resistance, $r_d = \left. \frac{\delta v_{DS}}{\delta i_D} \right|_{V_{GS}} = \left. \frac{v_{ds}}{i_d} \right|_{V_{GS}}$
- ✓ Amplification factor, $\mu = \left. \frac{\delta v_{DS}}{\delta v_{GS}} \right|_{I_D} = \left. \frac{v_{ds}}{v_{gs}} \right|_{I_D}$

dan hubungan ketiga parameter tersebut adalah ,

$$\mu = r_d \times g_m \quad \dots\dots\dots (7-3)$$

Ketiga parameter tersebut didefinisikan dari persamaan arus Drain sebagai fungsi te-gangan Gate-Source dan tegangan Drain-Source sebagai berikut,

$$i_D = f [V_{GS}, V_{DS}]$$

$$i_D = \frac{\delta i_D}{\delta v_{GS}} \Delta v_{GS} + \frac{\delta i_D}{\delta v_{DS}} \Delta v_{DS}$$

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + (1/r_d) \cdot v_{ds}$$

Bila kita menerapkan definisi g_m diatas pada persamaan (7-2), maka diperoleh hu-bungan berikut ini,

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \quad \dots\dots\dots (7-4)$$

$$g_{mo} = - \frac{2I_{DSS}}{V_p} \quad \dots\dots\dots (7-5)$$

dimana : g_m = transkonduktansi JFET pada sembarang V_{GS} ,

g_{m0} = transkonduktansi JFET pada $V_{GS} = 0$

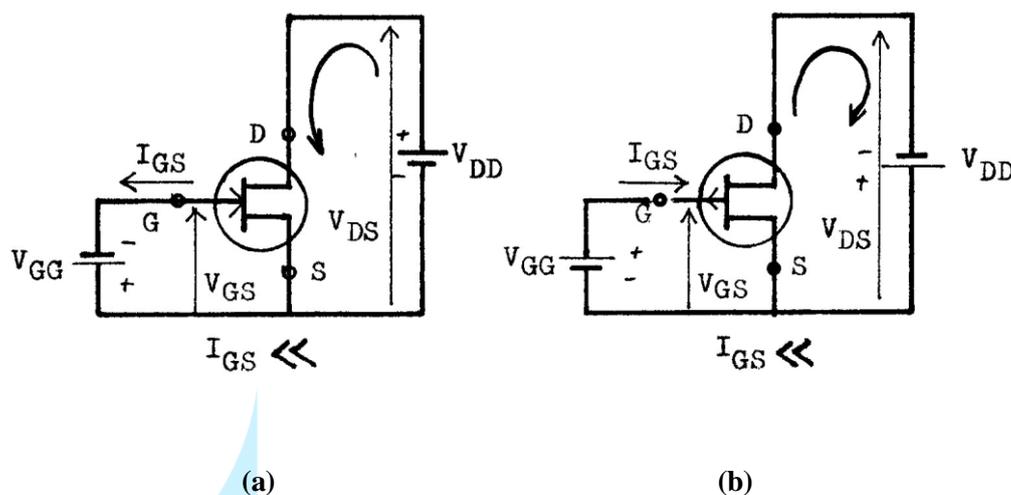
Di dalam lembar data, parameter yang tercantum adalah I_{DSS} dan g_{m0} .

7.2. Cara Memberikan Pra Tegangan

Terdapat dua bentuk rangkaian pra tegangan atau *bias* untuk JFET, yaitu *source-self-bias* dan *fixed-bias* seperti ditunjukkan pada Gbr-6. Agar FET dapat bekerja, maka pemberian tegangan pada kaki Drain (D), Source (S) dan Gate (G) adalah sebagai berikut :

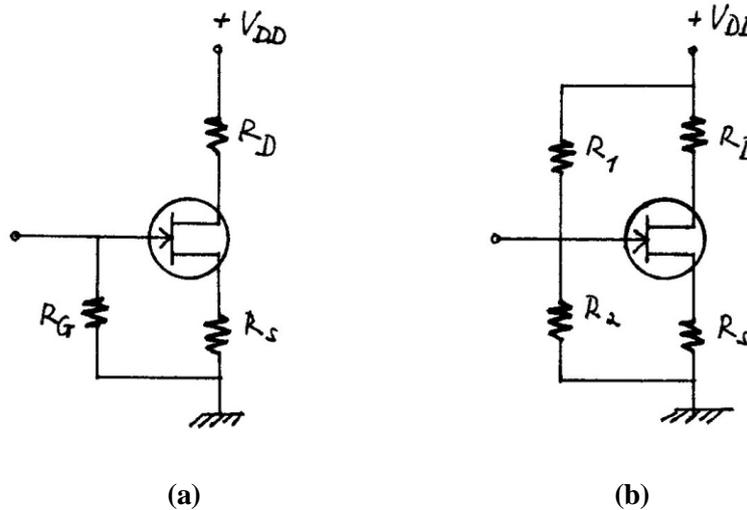
- ✓ Antara D dan S, V_{DS} , dapat bertanda positif atau negatif, positif untuk n-channel FET, dan negatif untuk p-channel FET
- ✓ Antara G dan S, V_{GS} , dapat bertanda positif atau negatif, positif sampai sedikit negatif untuk p-channel FET, dan negatif sampai sedikit positif untuk n-channel FET .

Pemberian prategangan mempunyai polaritas seperti ditunjukkan rangkaiannya pada Gbr-5. Dalam penggunaannya selalu FET bekerja didaerah lebih besar dari titik *pinchoff*, yaitu di daerah kurva yang mendatar. Kurva transkonduktansi (I_{DS} fungsi V_{GS}) Gbr-4(b) terlihat berbentuk sebagai fungsi parabolik, sehingga terjadi hubungan seperti dinyatakan oleh persamaan (7-1).



Gbr-5 Cara memberikan prategangan JFET
(a) n-channel, (b) p-channel.

Dua rangkaian prategangan atau *bias-circuit* yang dimaksudkan ditunjukkan pada Gbr-6. Persamaan tegangan yang menyertainya diuraikan berikut ini.



Gbr-6 Rangkaian prategangan JFET n-channel
(a) source self-bias, (b) fixed-bias.

Source-self-bias

Dengan memperhatikan Gbr-6(a), pada lingkaran drain-source berlaku hubungan,

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D (R_D + R_S) \rightarrow V_{DD} = V_{DS} + I_D R_D + V_S$$

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ &= 0 - I_D R_S \end{aligned}$$

sehingga, $V_{GS} = - I_D R_S$ (7-6)

Bias titik-tengah, $V_{GS} = \frac{V_p}{4}$ (7-7)

Bila dalam lembar data tercantum nilai g_{mo} pada nilai minimum dan maksimumnya, $g_{mo(min)}$ dan $g_{mo(max)}$, maka nilai yang digunakan dalam perhitungan adalah,

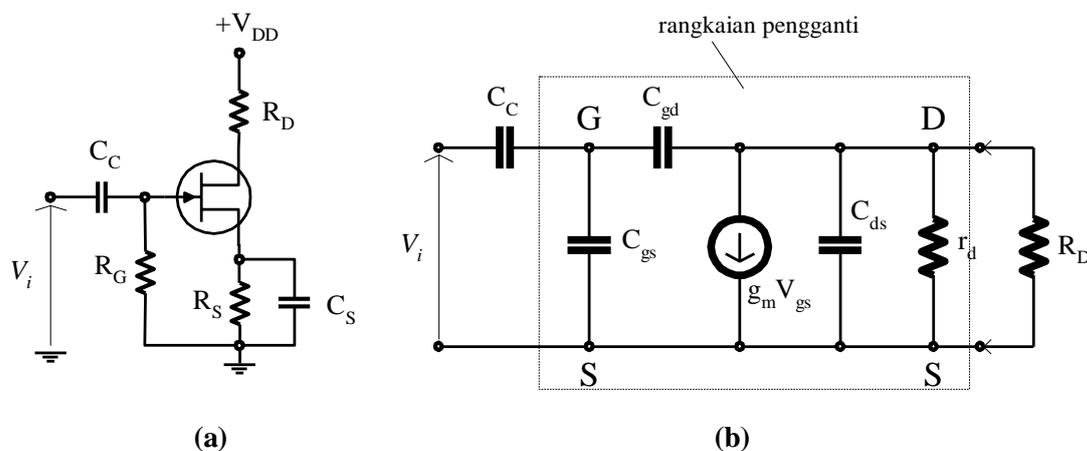
$$g_{mo} = \sqrt{g_{mo(min)} \times g_{mo(max)}} \dots\dots\dots (7-8)$$

7.3. Rangkaian Pengganti Sinyal Kecil

Seperti halnya pada transistor bipolar, JFET yang digunakan sebagai satu amplifier yang dapat mempunyai konfigurasi, *common-source* (CS), *common-drain* (CD), atau *common-gate* (CG), juga mempunyai rangkaian pengganti. Rangkaian pengganti ini seperti uraian pada Modul-6, digunakan untuk menentukan, berapa besar nilai *gain*, impedansi masukan, impedansi keluaran, yang dikenal sebagai rangkaian ac.

Berikut ini adalah rangkaian pengganti untuk konfigurasi CS dengan beban R_D seperti ditunjukkan pada Gbr-7. Resistor R_S yang digambarkan, nampak terpasang paralel dengan kapasitor *bypass* C_S . Akibat dari pemasangan itu, maka dalam rangkaian pengganti, resistor R_S dapat diabaikan, karena sifat satu kapasitor yang mudah melewatkan sinyal berfrekuensi.

Makin tinggi frekuensi, makin rendah nilai reaktansinya, sesuai dengan rumus, $X_C = \frac{1}{\omega C}$.



Gbr-7 Rangkaian pengganti penguat JFET
(a) common-source, (b) rangkaian pengganti.

Kapasitansi C_{gs} merupakan kapasitansi *barrier* antara gate dan source, dan C_{gd} adalah kapasitansi *barrier* antara gate dengan drain, yaitu kapasitansi yang muncul akibat perilaku *pn-junction* sebagai kapasitor keping sejajar. Sedang C_{ds} adalah representasi dari kapasitansi yang terbentuk karena kanal.

Karena *gate-junction* mengalami ptegangangan mundur, maka nilai resistansi yang dihasilkan, yaitu r_{gs} dan r_{gd} mempunyai nilai yang amat besar, sehingga karena itu kedua nilai tersebut

tidak dimunculkan pada rangkaian pengganti (diabaikan). Nilai beberapa parameter khas dari *n-channel* JFET ditunjukkan pada Tabel 7-1.

Tabel 7-1 Nilai Parameter JFET dan IGFET

Parameter	JFET	IGFET
g_m	0,1 – 10 mA/V	0,1 – 20 mA/V
r_d	0,1 – 1 M Ω	1 – 50 k Ω
C_{ds}	0,1 – 1 pF	0,1 – 1 pF
C_{gs}, C_{gd}	1 – 10 pF	1 – 10 pF
r_{gs}	> 10 ⁸ Ω	> 10 ¹⁰ Ω
r_{gd}	> 10 ⁸ Ω	> 10 ¹⁶ Ω

Contoh Soal 7-1. Sebuah JFET mempunyai $I_{DSS} = 10$ mA dan $g_{mo} = 4000$ μ mho (μ Siemens). Hitung V_{GS-off} dan g_m pada titik tengah ?

Jawaban

Dari persamaan (7-4) diatas, maka nilai V_{GS-off} tertentu,

$$V_{GS-off} = -\frac{2I_{DSS}}{g_{mo}} = -\frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{4000 \times 10^{-6}} = -5 \text{ volt}$$

Dari persamaan (7-7) tertentu nilai V_{GS} bias titik-tengah sebesar, $-5/4 = -1,25$ volt.

Dari persamaan (7-3) tertentu nilai g_m bias titik-tengah sebesar,

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS-off}} \right) = 4000 \times 10^{-6} [1 - (-1,25/-5)] = 3000 \mu\text{mho}$$

Contoh Soal 7-2. Pada lembar data JFET type 2N 5457, tercantum arus *re-verse* bocor pada *gate*, besarnya 1 mA untuk tegangan $V_{GS} = -15$ volt. Hitung nilai resistansi antara G dan S ?

Jawaban

Karena arus bocor tersebut akhirnya melintasi *pn-junction* antara source dan gate, maka resistansi yang dihasilkan, r_{gs} , adalah,

$$r_{gs} = -15 / -10^{-3} = 15 \text{ k}\Omega$$

Contoh Soal 7-3. Satu n-channel JFET mempunyai $g_{mo} = 5000 \mu S$ dan $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$, dioperasikan dengan bentuk rangkaian self-bias. Tentukan nilai tahanan R_S serta nilai V_{GS} untuk mendapatkan *bias* titik-tengah ?

Jawaban

Dari persamaan (7-5), maka nilai V_{GS-off} adalah, $(- 2 \times 5 \times 10^{-3} / 5000 \times 10^{-6}) = - 2$ volt.

Dari persamaan (7-7), maka nilai V_{GS} adalah,

$$V_{GS} = V_{GS-off} / 4 = - 2 / 4 = - 0,5 \text{ volt}$$

Dari persamaan (7-6), maka nilai R_S adalah,

$$R_S = - V_{GS} / I_D = - (-0,5 / 5 \times 10^{-3}) = 100 \Omega$$

Daftar Pustaka

1. Millman, Jacob, Ph.D.; **Mikro-Elektronika**, Jilid-2, Penerbit Airlangga, Jakarta, 1987.
2. Schilling, Donald L, et all; **Electronic Circuits-Discrete and Integrated**, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., Tokyo, 1979.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Harmonisa pada Rangkaian Non-Linear

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

09

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Harmonisa adalah satu sinyal frekuensi tunggal dengan nilai frekuensi yang merupakan perkalian ke- n dari frekuensi sinyal dasarnya. Dia muncul bersama-sama dengan sinyal frekuensi dasarnya dalam satu pemrosesan, sehingga sinyal yang terproses tersebut mempunyai satu spektrum yang lebar. Misalnya, satu sinyal dengan frekuensi f , maka harmonisa atau harmoniknya adalah, $2f$, $3f$, $4f$, dst. Masalahnya kemudian, mengapa muncul sinyal harmonisa tersebut ?

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari Pemanfaatan Sinyal Harmonisa, Frekuensi Multiplier

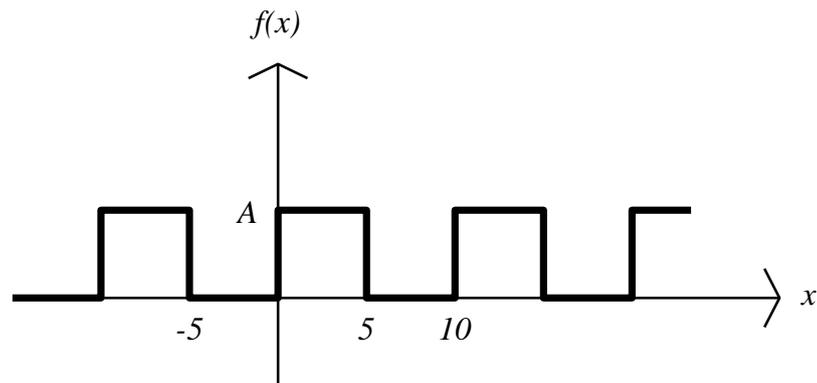
HARMONISA PADA RANGKAIAN NON-LINEAR

Harmonisa adalah satu sinyal frekuensi tunggal dengan nilai frekuensi yang merupakan perkalian ke- n dari frekuensi sinyal dasarnya. Dia muncul bersama-sama dengan sinyal frekuensi dasarnya dalam satu pemrosesan, sehingga sinyal yang terproses tersebut mempunyai satu spektrum yang lebar. Misalnya, satu sinyal dengan frekuensi f , maka harmonisa atau harmoniknya adalah, $2f$, $3f$, $4f$, dst. Masalahnya kemudian, mengapa muncul sinyal harmonisa tersebut ?

Berkaitan dengan sinyal harmonik tersebut, telah dibuktikan oleh ilmuwan matematik bangsa Perancis, **J.B.J. Fourier**, bahwa setiap sinyal periodik yang bukan sinus murni dan memenuhi syarat *Dirichlet*, akan terdiri dari komponen dc, komponen dengan frekuensi dasarnya, dan komponen harmonisanya. Secara matematis, seluruh komponen tersebut tersusun dalam satu deret matematis yang disebut sebagai *deret Fourier*. Akibat dari pemrosesan sinyal itu, maka sinyal hasil proses akan menempati lebar bidang frekuensi tertentu yang relatif cukup besar. Sebagai contoh misalnya, sinyal digital atau yang disebut data. Satu data dapat mempunyai bentuk sinyal seperti ditunjukkan pada Gbr-1, dan akan mempunyai spektrum yang dinyatakan dalam *deret Fourier* sebagai persamaan (9-1),

$$f(x) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \left(\sin \frac{\pi x}{5} + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi x}{5} + \frac{1}{5} \sin \frac{5\pi x}{5} + \frac{1}{7} \sin \frac{7\pi x}{5} + \dots \right) \dots \dots \dots \quad (9-1)$$

Terlihat pada deret Fourier di atas, bahwa sinyal data tersebut akan mempunyai frekuensi harmonik yang ganjil sampai berapapun atau dapat dikatakan sangat lebar, walaupun kemudian untuk harmonik yang makin besar akan mempunyai amplitudo yang makin kecil atau dapat diabaikan. Contoh sinyal data Gbr-1 tersebut mempunyai bentuk data yang teratur, yaitu, 01010101.... Akan tetapi pada keadaan sesungguhnya, bentuk sinyal data mempunyai kemungkinan kombinasi *high-low* yang sangat bervariasi, sehingga bentuk *deret Fourier*-nya juga bervariasi. Masalahnya sekarang, berapa-kah lebar bidang frekuensi sinyal data tersebut. Yang kemudian terpikirkan juga, bahwa dalam setiap pemrosesan sinyal, pasti dihasilkan sinyal harmonik yang berpotensi mempunyai spektrum lebar.



Gbr-1 Sinyal data dgn amplitudo A dan
perioda 10 satuan

9.1. Pemanfaatan Sinyal Harmonisa

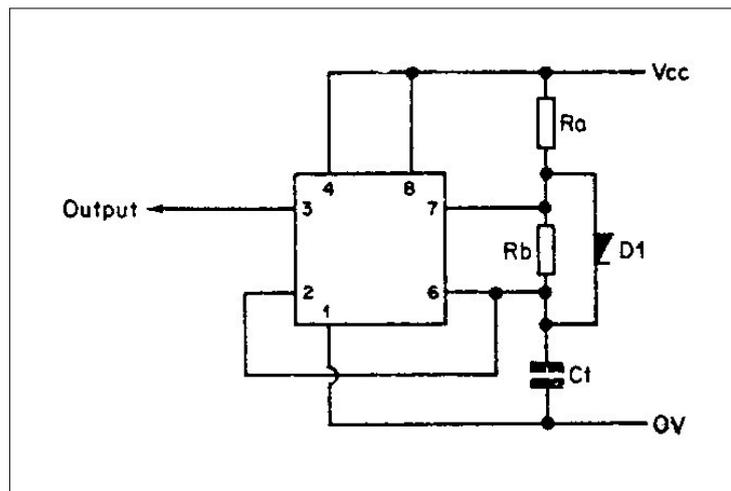
Sesuai uraian di atas, bahwa sinyal harmonisa tidak dapat dihindari dalam setiap pemrosesan sinyal, sehingga harus dieliminasi untuk menghilangkannya dengan menggunakan filter. Filter yang digunakan adalah *low-pass filter (LPF)*, karena dalam hal ini, frekuensi tinggi yang harus dicegah. Satu contoh yang terjadi misalnya, pada satu sistem pemancar yang harus menekan harmonik agar supaya sinyal harmonik tersebut tidak mencapai antena.

Tetapi disisi lain, sinyal harmonik justru dibutuhkan, misalnya dimanfaatkan pada satu generator sinyal sinus yang menggunakan osilator multivibrator sebagai sumber sinyal-nya. Untuk menghasilkan sinyal sinus, pada outputnya dipasangkan LPF yang akan menyaring sinyal dengan frekuensi dasarnya saja. Hal ini akan kita bahas berikut.

Satu hal lagi sistem yang memanfaatkan sinyal harmonik, yaitu, sistem *frequency multiplier*. Pada *frequency multiplier* memang dihasilkan sinyal harmonik itu, yaitu dengan mengoperasikan penguat kelas-C untuk mendapatkan sinyal harmonik dengan frekuensi yang dikehendaki. Misalnya pada satu *doubler*, akan dihasilkan sinyal harmonisa keduanya, sementara *tripler* akan menghasilkan sinyal harmonisa ketiganya, dst.

9.1-1. Generator sinyal sinusoidal

Umumnya sinyal sinusoidal dihasilkan oleh rangkaian osilator sinusoidal juga, se-perti rangkaian osilator *Hartley*, *Colpitts*, dsb. Tetapi pada beberapa aplikasi yang lain seperti misalnya pada kamera elektronik televisi, sinyal *carrier* komponen si-nyal gambar, dihasilkan dari satu generator gelombang persegi. Generator sinyal persegi atau biasa disebut sebagai *astable multivibrator* digunakan sebagai sumber sinyalnya. Generator ini sekarang sudah dapat dibangun dari sebuah IC, seperti mi-salnya tipe 555, yang ditunjukkan konfigurasi rangkaiannya pada Gbr-2.



Gbr-2 Generator gelombang persegi dgn. menggunakan IC tipe 555.

Dari Gbr-2 nampak, bahwa paralel resistor R_b terpasang sebuah dioda yang akan memberikan jalan pintas waktu pengisian kapasitor C_t melalui resistor R_a . Jadi wak-tu perioda pulsa pengisian hanya tergantung pada nilai R_a saja. Dikatakan bahwa, waktu perioda pengisian dan pengosongan kapasitor tersebut dapat diatur terpisah seperti dinyatakan periodanya pada rumus berikut,

$$T_1 = 0,7 R_a \times C_t \quad \dots\dots\dots (9-2)$$

$$T_2 = 0,7 R_b \times C_t \quad \dots\dots\dots (9-3)$$

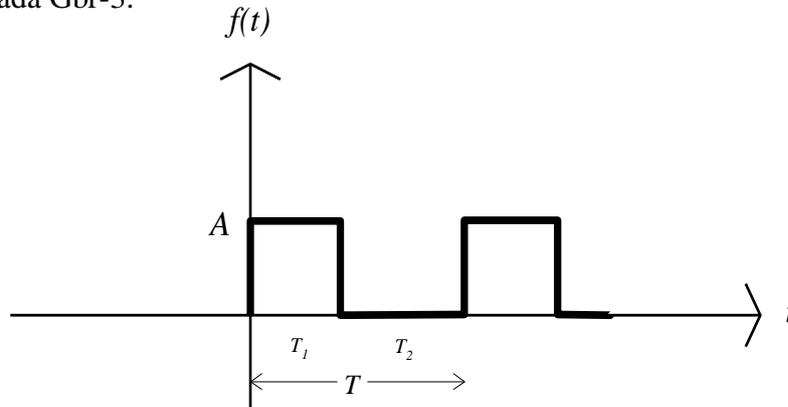
Dari kedua perioda tersebut, maka perioda total sinyal gelombang persegi yang dihasilkan adalah ,

$$T = T_1 + T_2 \quad (\text{sekon}) \quad \dots\dots\dots (9-4)$$

Dari waktu perioda rumus (9-4) dapat tertentu nilai frekuensi sinyal persegi ter-sebut, yaitu,

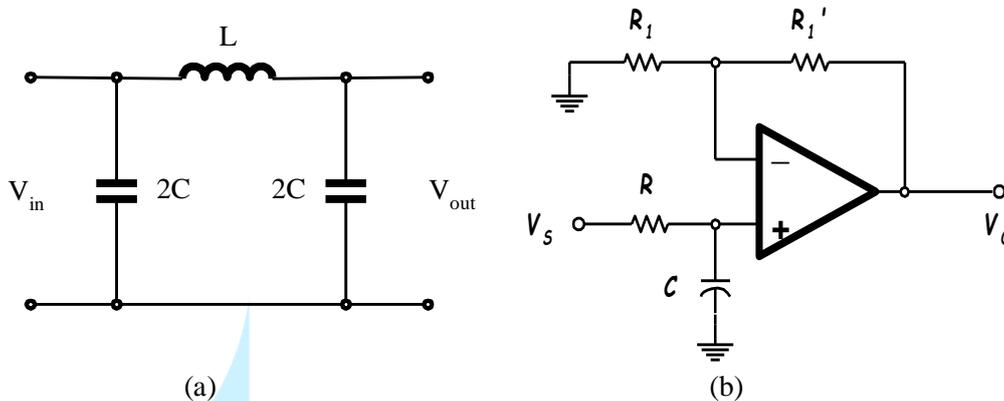
$$f = 1/T \quad (\text{Hz}) \quad \dots\dots\dots (9-5)$$

Bentuk gelombang persegi output generator gelombang persegi yang dimaksudkan ditunjukkan pada Gbr-3.



Gbr-3 Generator gelombang persegi dgn. perioda T.

Sesuai dengan teori yang diuraikan di atas, bahwa dari gelombang persegi dapat dihasilkan sinyal bentuk sinusoidal, yaitu setelah sinyal persegi tersebut dilewatkan satu filter tapis bawah (LPF). Filter tapis bawah yang dimaksudkan dapat mempunyai rangkaian yang tersusun dari induktor dan kapasitor, yaitu *filter pasif*, atau menggunakan sebuah OpAmp, yaitu *filter aktif*. Kedua jenis filter itu ditunjukkan rangkaiannya pada Gbr-4.



Gbr-4 Rangkaian low-pass filter (LPF)
(a) filter pasif, (b) filter aktif.

Rangkaian LPF pasif seperti Gbr-4(a) adalah rangkaian *iteratif*, dimana, baik resistansi input maupun resistansi outputnya sama, yaitu, R . Nilai R diambil sama dengan 50Ω , yang merupakan nilai impedansi karakteristik saluran transmisi RF maupun impedansi antena. Rumus yang digunakan untuk merancang *lowpass filter* tersebut adalah,

$$L = \frac{R}{\pi f_c} \quad (\text{henry, H}) \quad \text{-----} \quad (9-6a)$$

$$C = \frac{1}{\pi f_c R} \quad (\text{farad, F}) \quad \text{-----} \quad (9-6b)$$

dimana :

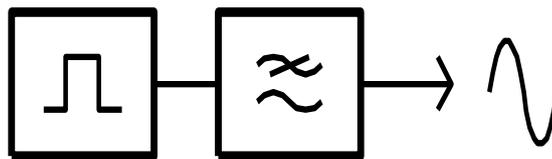
R = resistansi input dan output rangkaian filter = 50Ω
 f_c = frekuensi putus (*cutoff frequency*) LPF

Contoh Soal

9-1. Rencanakan satu generator sinyal sinusoidal dengan frekuensi 100 kHz yang di-rancang dari *astable multivibrator* sebagai sumbernya.

Jawaban

Diagram blok generator sinusoidal tersebut digambarkan pada Gbr-5.



Gbr-5 Diagram blok generator sinyal sinus

Generator sinyal persegi :

$$f = 1/T \rightarrow T = 1/f = 1/(100 \times 10^3) = 10^{-5} \text{ sekon}$$

Karena dibuat $T_1 = T_2$, maka,

$$10^{-5} = 2 \times 0,7 R_a \times C_t$$

$$\text{Diambil nilai } C_t = 0,001 \mu\text{F}, \text{ maka, } R_a = R_b = 10^{-5} / (2 \times 0,7 \times 1 \times 10^{-9}) = 7143 \Omega$$

Lowpass filter :

Dari rumus (9-6a) dan (9-6b), maka nilai komponen L dan C adalah,

$$L = \frac{R}{\pi f_c} = 50 / (\pi \times 100 \times 10^3) = 0,16 \text{ mH}$$

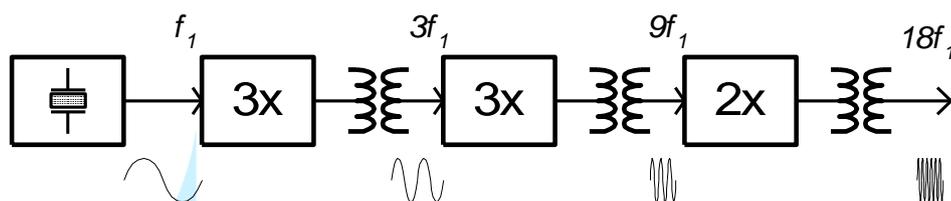
$$C = \frac{1}{\pi f_c R} = 1 / (\pi \times 100 \times 10^3 \times 50) = 0,0637 \mu\text{F}$$

9.1-2. Frequency multiplier

Seringkali pada sistem pemancar, frekuensi kanal atau *carrier* tidak dapat langsung dihasilkan oleh sebuah osilator bila frekuensi tersebut terlalu tinggi, misalnya pada sistem komunikasi *microwave*. Hal ini disebabkan karena tidak mudahnya pembuatan kristal untuk frekuensi tinggi. Oleh karena itu untuk mencapai nilai frekuensi kanal tersebut, digunakan rangkaian untuk melipatgandakan (*multiply*) frekuensi yang disebut *frequency multiplier* atau *harmonic generator*.

Pada dasarnya, sebuah *harmonic generator* adalah sebuah amplifier yang bekerja pada kelas-C, sehingga outputnya merupakan sinyal sinus yang tidak murni. Menu-rut analisa *Fourier* yang diuraikan di atas, sinyal output penguat kelas-C tersebut akan mempunyai atau mengandung komponen-dc dan komponen-ac. Komponen-ac yang dimaksudkan terdiri dari, sinyal sinus dengan frekuensi dasar, dan beberapa harmoniknya. Kemudian, dengan menggunakan satu *tuned circuit*, dapat kita peroleh salah satu harmoniknya, satu sinyal sinusoidal dengan frekuensi sebesar ($n f_1$), dimana f_1 adalah frekuensi dasar (*fundamental* = frekuensi kristal), dan $n = 2, 3$, dst. Inilah prinsip satu *harmonic generator*. Bila $n = 2$, *frequency multiplier* disebut *doubler*, sedang $n = 3$, disebut *tripler*, dst.

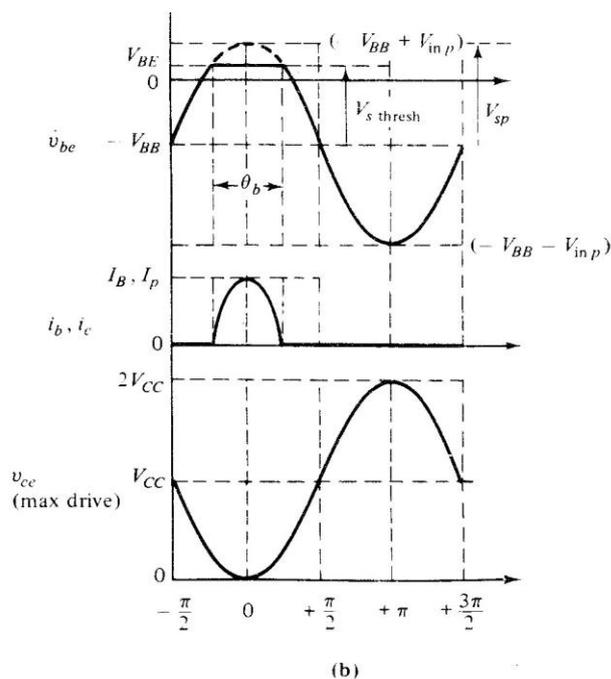
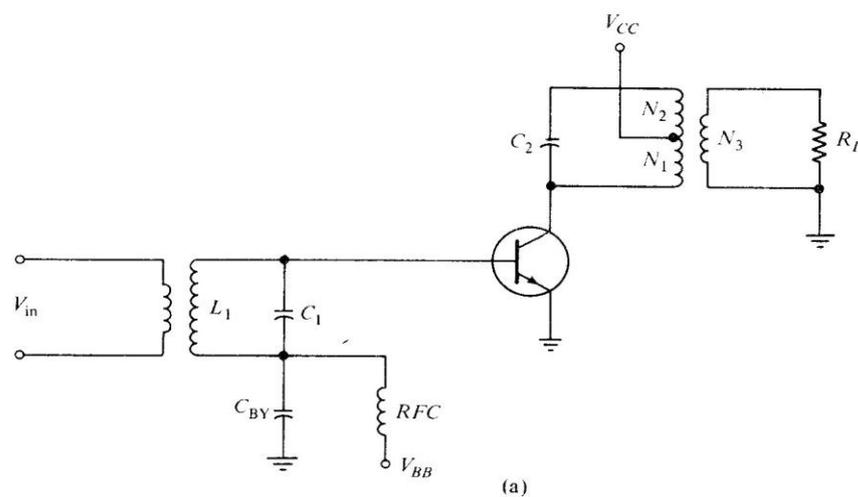
Jadi untuk frekuensi *carrier* yang besarnya $18 f_1$, dapat dihasilkan dengan menggunakan beberapa tingkat *harmonic generator* seperti ditunjukkan diagram blok Gbr-6.



Gbr-6 Diagram blok harmonic generator

Nampak pada Gbr-6, bahwa sumber sinyal sinusoidal berasal dari satu osilator kristal. Untuk lebih memberikan keakuratan nilai frekuensinya, pada peralatan yang presisi, komponen kristal diinstal dalam satu kotak yang terkontrol temperaturnya. *Tuned circuit* yang ditempatkan diantara blok *frequency multiplier*, masing-masing ditala pada frekuensi $3f_1$, $9f_1$, dan $18f_1$.

Penguat kelas-C yang akan dibahas pada Modul-10, bekerja dengan titik kerja yang di 'set' pada daerah *cutoff* karakteristik transistor, sehingga arus kolektor akan mengalir pada perioda yang kurang dari 180° sudut konduksinya seperti ditunjukkan pada Gbr-7(b). Sedang rangkaian penguat kelas-C ditunjukkan pada Gbr-7(a).



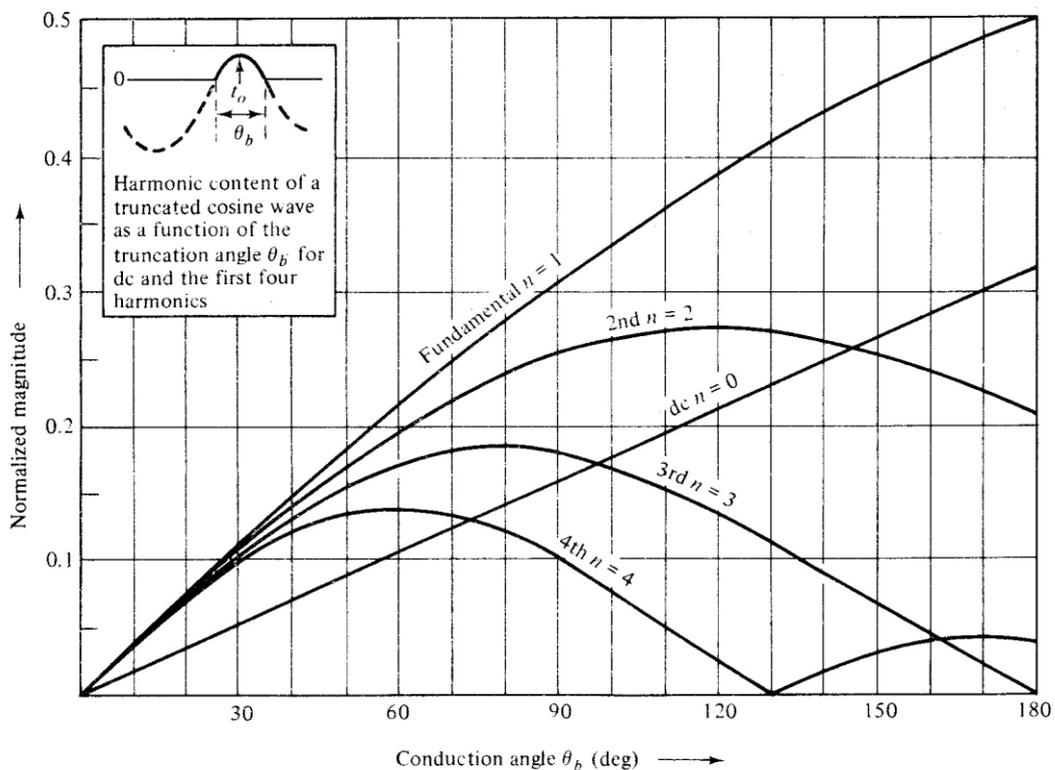
Gbr-7

Sudut penyalan pada penguat kelas-C

Pada Gbr-7(b), nilai sudut penyalan atau konduksi, θ_b , ditentukan batasnya oleh mulai 'on' nya transistor, yaitu ketika nilai tegangan base-emiter mencapai nilai V_{BE} . Sesuai analisa *Fourier* yang telah dibahas sebelumnya, maka sinyal arus ko-lektor yang tidak sinus murni tersebut akan dapat diperderetkan menurut deret *Fourier*. Dia akan mempunyai komponen-dc, komponen-ac frekuensi fundamental, dan harmoniknya. Persamaan deret *Fourier* yang dimaksudkan ditunjukkan oleh persamaan (9-6).

$$\begin{aligned}
 i_p &= I_{dc} + i_{fund} + i_{2nd} + i_{3rd} + i_{4th} + \dots \\
 &= I_p \cdot n_{dc} + I_p \cdot n_1 \cdot \cos\omega t + I_p \cdot n_2 \cdot \cos 2\omega t + \dots \quad (9-7)
 \end{aligned}$$

Koefisien n yang ada pada persamaan (9-6) menunjukkan amplitudo masing kom-ponen deret. Amplitudo pada deret tersebut menunjukkan makin tinggi harmonik, makin rendah amplitudonya. Ternyata bahwa, nilai koefisien n besarnya bergantung pada nilai sudut hantaran arus kolektor yang mengalir. Hubungan ini ditunjukkan pada grafik Gbr-8.

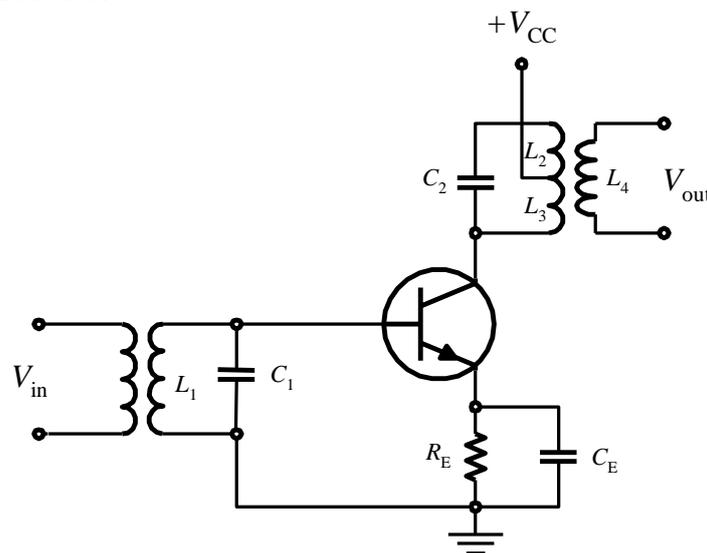


Gbr-8 Grafik n vs sudut hantaran θ_b

Dari grafik Gbr-8 nampak, bahwa nilai n untuk masing-masing harmonik akan mencapai nilai maksimum pada sudut hantaran tertentu. Nilai maksimum inilah yang dipilih

biasanya untuk merancang satu *frequency multiplier* tertentu, misalnya untuk satu *doubler*, dipilih sudut hantaran sebesar 120° , sementara untuk *trippler* dipilih sudut hantaran sebesar 70° .

Tank circuit atau *tuned circuit* pada kolektor ditala pada frekuensi yang dipilih, misalnya sebagai *doubler*, penalaan dilakukan pada frekuensi $2f_1$. Pada frekuensi $2f_1$ tersebut, rangkaian tuning paralel itu mempunyai impedansinya yang resistif, yaitu *dynamic resistance*, R_L ". Pada frekuensi harmonik yang lebih besar atau frekuensi fundamentalnya, *tank circuit* mempunyai impedansi yang tak berhingga dan akan memberi jalan ke *ground* untuk komponen itu. Pemberian prategangan seperti ditunjukkan pada Gbr-7(a) memang tidak praktis, yaitu menggunakan sumber tegangan V_{BB} tersendiri. Sebagai gantinya adalah meniadakan sumber V_{BB} , dan menambahkan kombinasi paralel RC pada emiter seperti ditunjukkan pada Gbr-9. Nilai konstanta waktu (*time constant*) komponen RC ditentukan jauh lebih lama dari perioda frekuensi kerja, yaitu $t_{TC} = R_E C_E > 1/2f_1$, dimana $2f_1$ adalah frekuensi sinyal output bila rangkaian tersebut sebagai *doubler*.



Gbr-9 Rangkaian penguat kelas-C dgn. bentuk self-bias.

Rangkaian tuning input ditala pada frekuensi fundamental, sementara rangkaian tuning output ditala pada frekuensi yang dikehendaki, yaitu sebagai *doubler*, *trippler*, quarter, dst. Dalam hal ini, basis akan mendapatkan tegangan negatif terhadap emiter akibat dari muatan tegangan yang ada di kapasitor C_E , polaritas positif di kaki emiter dan negatif di sisi ground.

Bila rangkaian tuning output ditala pada frekuensi fundamental, maka untuk sinyal dengan frekuensi dasar tersebut merasakan *dynamic resistance*, R_L' , pada kolektor-tornya. Pada keadaan itu, tegangan sinyal pada kolektor mempunyai nilai,

$$v_{ce} = V_{CC} - i_c \cdot Z_{\text{tank}} = V_{CC} - n_1 \cdot I_p \cdot R_L' \cdot \sin \omega_0 t \quad \dots\dots\dots (9-8)$$

dimana n_1 adalah koefisien pada deret Fourier untuk frekuensi fundamental. Dari persamaan (9-7), nilai puncak tegangan sinyal sinusoidal adalah, $n_1 \cdot I_p \cdot R_L'$. Pada saat pemberian input sampai sudut penyalannya 180° (*full drive*), maka puncak tegangan sinyal frekuensi dasar itu sama dengan tegangan catu dc, V_{CC} . Dari kondisi itu, maka daya output pada *full drive* dapat ditentukan sebesar,

$$P_{O_{max}} = \frac{(I_p n_1)^2 R_L'}{2} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L'} = \frac{V_{CC} I_p n_1}{2} \quad \dots\dots\dots (9-9)$$

Sementara daya input dc pada kolektor adalah,

$$P_{dc} = V_{CC} \cdot I_C = V_{CC} \cdot n_{dc} \cdot I_{pp} \quad \dots\dots\dots (9-10)$$

dan efisiensi kolektor atau penguat kelas-C pada kondisi tersebut dapat ditentukan dari kedua nilai daya tersebut, yaitu,

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_{in_{dc}}} = \frac{n_1}{2n_0} \times 100 \% \quad \dots\dots\dots (9-11)$$

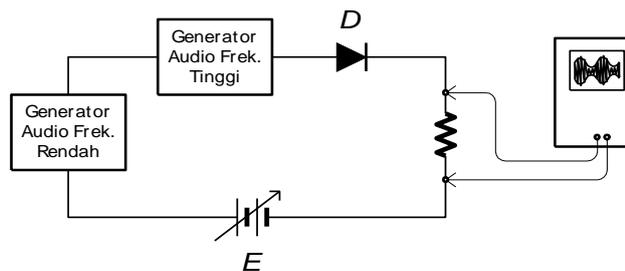
Untuk kondisi lain, yaitu penguat kelas-C tersebut beroperasi sebagai *frequency multiplier*, maka rangkaian tuning pada kolektor ditala pada frekuensi yang dikehendaki, dan efisiensi kolektor mempunyai bentuk yang sama dengan persamaan (9-10), yaitu dengan mengganti n_1 dengan n_2, n_3 , dst.

Untuk rancangan penguat kelas-C atau satu *harmonic generator*, dimulai dengan daya output penguat tersebut, yaitu dari persamaan (9-8). Untuk *harmonic generator*, nilai n_1 diganti dengan n_x yang bersangkutan.

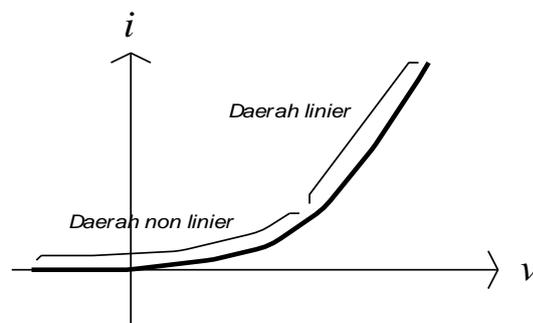
9.2. Harmonisa dari Rangkaian Non Linier

Rangkaian non linier adalah setiap rangkaian atau *device* yang akan menghasilkan si-nyal cacat linier hasil olahannya. Misalnya, bila sinyal audio yang diolah, maka suara hasil olahannya akan mempunyai suara yang sedikit berbeda dengan suara aslinya. Atau bila sinyal tersebut adalah sinyal sinusoidal tunggal, maka sinyal outputnya akan mempunyai bentuk yang tidak simetris antara siklus positif dan siklus negatifnya, yang berbeda dengan sinyal aslinya.

Berikut ini akan dibuktikan dengan percobaan sederhana, yaitu dengan menggunakan sebuah dioda untuk menghasilkan sinyal AM (*amplitude modulation*), dengan meman-faatkan area karakteristiknya yang non linier. Akan ternyata nanti pada outputnya mun-cul beberapa frekuensi walaupun pada inputnya hanya dua sinyal dengan frekuensi ter-tentu. Rangkaian percobaan tersebut ditunjukkan pada Gbr-10. Nampak pada gambar, dua generator frekuensi audio yang berbeda frekuensinya, yaitu rendah dan tinggi, dirangkaian seri dengan sebuah dioda. Rangkaian tersebut dicatu oleh sebuah sumber tegangan variabel, E , sementara arus diamati melalui sebuah resistor yang terpasang seri dalam rangkaian tersebut. Pengamatan dilakukan dengan menggunakan sebuah osi-loskop yang memantau ujung-ujung resistor.



(a)



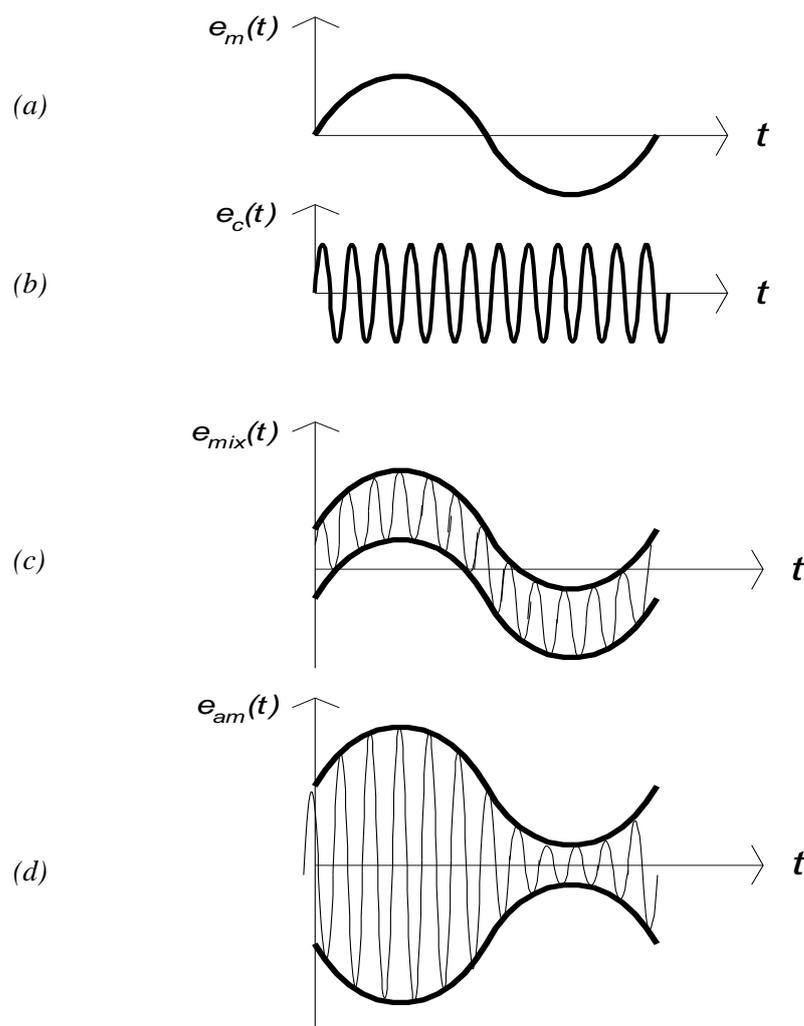
(b)

Gbr-10 Rangkaian percobaan Linieritas :

- (a) rangkaian percobaan,
- (b) karakteristik dioda.

Cara percobaannya

Dengan mengatur nilai tegangan E, yang berarti memberikan prategangan pada dioda D, kita dapat menempatkan titik kerja pada kurva karakteristik pada nilai tertentu. Pada saat berada pada daerah linier, output yang terlihat pada osiloskop adalah merupakan hasil penjumlahan biasa (*mixing*) antara kedua sinyal tersebut yang bentuk gelombangnya ditunjukkan pada Gbr-11(c). Tetapi begitu digeser titik kerja itu pada daerah non-linier kurva karakteristik, bentuk gelombang yang terpancarkan berubah menjadi seperti Gbr-11(d), yaitu satu sinyal modulasi AM



Gbr-11 Osilogram pada layar osiloskop
(a) gel. Audio frek. rendah, (b) gel. Audio frek. Tinggi,
(c) gel. snyal pencampuran, (d) gel. sinyal AM.

Fenomena proses dihasilkan gelombang AM dapat dijelaskan secara matematis sebagai berikut. Secara umum, bentuk matematis fungsi non-linier adalah,

$$y = a + bx + cx^2 + dx^3 + ex^4 + \dots \dots \dots \quad (9-12)$$

dimana y dapat mewakili output satu sistem, sementara x mewakili inputnya. Huruf $a \sim e$, adalah koefisien masing-masing suku deret pangkat yang menjadi sangat kecil dengan meningkatnya pangkat variabel x . Secara praktis, satu fungsi yang kompleks diwakili oleh hanya sampai beberapa suku pertama saja. Dalam hal menghasilkan si-nyal AM tersebut di atas, untuk keperluan pembuktian, jumlah suku diambil sampai suku x^2 saja, sehingga persamaan (9-12) disederhanakan menjadi,

$$y = a + bx + cx^2 \quad \dots \dots \dots \quad (9-13)$$

Untuk satu karakteristik yang melewati titik awal (*nol, origin*) seperti karakteristik dio-da, maka fungsi matematis yang berkaitan dapat disederhanakan dari persamaan (9-13) menjadi,

$$y = bx + cx^2 \quad \dots \dots \dots \quad (9-14)$$

atau,

$$v_{out} = Gv_{in} + H v_{in}^2 \quad \dots \dots \dots \quad (9-15)$$

sedang,

$$v_{in} = A.\sin 2\pi f_c t + B.\sin 2\pi f_m t$$

sehingga persamaan (9-14) menjadi,

$$v_{out} = G(A.\sin 2\pi f_c t + B.\sin 2\pi f_m t) + H(A.\sin 2\pi f_c t + B.\sin 2\pi f_m t)^2 \quad \dots \dots \quad (9-16)$$

Untuk menyelesaikan persamaan (9-15), kita selesaikan dulu masing-masing faktornya,

$$(A.\sin 2\pi f_c t + B.\sin 2\pi f_m t)^2 = A^2.\sin^2 2\pi f_c t + B^2.\sin^2 2\pi f_m t + 2AB.\sin 2\pi f_c t.\sin 2\pi f_m t$$

Sedangkan masing-masing sukunya adalah,

$$A^2.\sin^2 2\pi f_c t = A^2/2 [1 - \cos 2\pi(2f_c)t]$$

$$B^2.\sin^2 2\pi f_m t = B^2/2 [1 - \cos 2\pi(2f_m)t]$$

$$\begin{aligned}
2.AB.\sin 2\pi f_c t . \sin 2\pi f_m t &= AB [\cos(2\pi f_c t - 2\pi f_m t) - \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_m t)] \\
&= AB [\cos 2\pi(f_c - f_m)t - \cos 2\pi(f_c + f_m)t]
\end{aligned}$$

Sehingga persamaan (9-16) menjadi,

$$\begin{aligned}
v_{out} &= G(A.\sin 2\pi f_c t + B.\sin 2\pi f_m t) + H(A.\sin 2\pi f_c t + B.\sin 2\pi f_m t)^2 \\
&= GA.\sin 2\pi f_c t + GB.\sin 2\pi f_m t + HA^2/2 [1 - \cos 2\pi(2f_c)t] + HB^2/2 [1 - \cos 2\pi(2f_m)t] + HAB [\cos 2\pi(f_c - f_m)t - \cos 2\pi(f_c + f_m)t]
\end{aligned}$$

Terlihat pada persamaan terakhir ini, bahwa sinyal hasil komponen non-linier pada proses di atas, menghasilkan spektrum frekuensi yang banyak, yaitu, f_m , $2f_m$, $(f_c - f_m)$, f_c , $2f_c$, dan $(f_c + f_m)$. Selanjutnya, bila sinyal tersebut dilewatkan satu bandpass filter, maka spektrum yang tertinggal hanya, f_c , $(f_c - f_m)$, dan $(f_c + f_m)$, yang sesuai dengan spektrum sinyal AM, yaitu, sinyal *carrier*, *upper sideband*, dan *lower sideband*. Sinyal AM yang dimaksudkan adalah,

$$v_{out} = GA.\sin 2\pi f_c t + HAB.\cos 2\pi(f_c - f_m)t - HAB.\cos 2\pi(f_c + f_m)t$$

Daftar Pustaka

1. Millman, Jacob, Ph.D.; ***Mikro-Elektronika***, Jilid-2, Penerbit Airlangga, Jakarta, 1987.
2. Spiegel, Murray R.; ***Fourier Analysis-Schaum's Outline Series***, McGraw-Hill Co., New York, 1974.
3. Schilling, Donald L, et all; ***Electronic Circuits-Discrete and Integrated***, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., Tokyo, 1979



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Osilator

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

10

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Pada banyak bagian dari sistem telekomunikasi menggunakan rangkaian pembangkit sinyal yang dikenal sebagai rangkaian osilator, seperti pembangkit sinyal *carrier*. Sinyal *carrier* misalnya dikenal pada sistem pemancar AM (*amplitude modulation*) ma-upun FM (*frequency modulation*), atau pada sistem modulasi pulsa seperti FSK (*frequency shift keying*) ataupun PSK (*phase shift keying*). Bagian lain dari sistem telekomunikasi yang menggunakan osilator adalah pada proses translasi frekuensi, seperti misalnya osilator lokal pada proses mixing untuk menghasilkan sinyal IF (*inter-mediate frequency*). Sebagai osilator lokal juga, tetapi digunakan pada proses translasi ke frekuensi kanal, atau pada sistem **transposer** seperti yang digunakan pada **radio-link microwave** termasuk pada sistem **transponder** satelit

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari osilator sinusoidal dan osilator non-sinusoidal

OSILATOR

Pada banyak bagian dari sistem telekomunikasi menggunakan rangkaian pembangkit sinyal yang dikenal sebagai rangkaian osilator, seperti pembangkit sinyal *carrier*. Sinyal *carrier* misalnya dikenal pada sistem pemancar AM (*amplitude modulation*) ma-upun FM (*frequency modulation*), atau pada sistem modulasi pulsa seperti FSK (*fre-quency shift keying*) ataupun PSK (*phase shift keying*). Bagian lain dari sistem telekomunikasi yang menggunakan osilator adalah pada proses translasi frekuensi, seperti misalnya osilator lokal pada proses mixing untuk menghasilkan sinyal IF (*inter-mediate frequency*). Sebagai osilator lokal juga, tetapi digunakan pada proses translasi ke frekuensi kanal, atau pada sistem *transposer* seperti yang digunakan pada *radio-link microwave* termasuk pada sistem *transponder* satelit.

Dari bentuk sinyal yang dihasilkan, osilator terbagi menjadi dua kelompok, yaitu, osilator sinusoidal dan osilator non-sinusoidal. Osilator sinusoidal sudah jelas, bahwa sinyal outputnya berbentuk sinyal sinus periodik dengan frekuensi tertentu. Sementara osilator non-sinusoidal akan mempunyai sinyal output periodik dengan bentuk salah satu dari; gelombang persegi, gelombang *ramp* (*saw-tooth*), bentuk parabola, dsb.

10.1. Osilator Sinusoidal

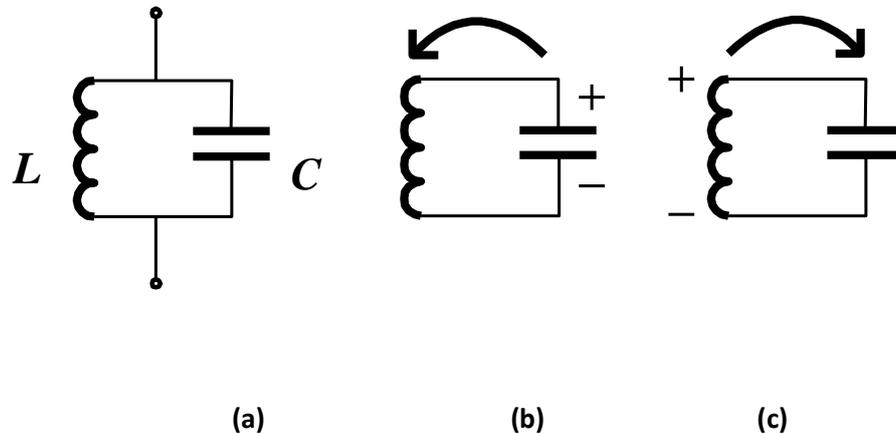
Bentuk gelombang sinusoidal periodik mempunyai fenomena yang sangat mirip dengan gerakan bandul-mekanik atau bandul-matematis yang akan berayun ke kiri dan kemudian ke kanan melalui titik diamnya dengan frekuensi yang tertentu dari,

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g}{l}} \dots\dots\dots (10-1)$$

dimana, g = percepatan gravitasi = 10 m/det²
 l = panjang tali bandul, meter

Secara teori, bandul akan terus berayun dengan simpangan yang tetap tanpa diperlukan energi tambahan dari luar berbentuk dorongan yang searah ayunan. Tetapi pada kenyataannya, ayunan tersebut makin lama makin mengecil simpangannya sampai akhirnya berhenti di titik setimbangnya. Hal ini disebabkan karena sistem bandul mengalami gaya gesekan dengan udara selama dia mengayun yang akhirnya tentu mengurangi energi bandul sampai menjadi nol.

Dalam hal ayunan elektronis, yaitu yang terjadi pada rangkaian osilator, tepatnya pada satu *tank-circuit*, ayunan yang berbentuk siklus pengisian dan pengosongan muatan kapasitor akan berlangsung terus tanpa memerlukan energi listrik tambahan dari luar. Sebuah *tank-circuit* ditunjukkan pada Gbr-1, yaitu, satu induktor yang terpasang paralel dengan sebuah kapasitor.



Gbr-1 Komposisi sebuah tank-circuit

- (a) tank-circuit, (b) saat pengisian kapasitor,
- (c) saat pengisian induktor.

Dalam keadaan diam, sebuah tank-circuit hanyalah sebuah rangkaian biasa seperti ditunjukkan pada Gbr-1(a), Tetapi bila diinjeksikan satu muatan listrik pada kapasitornya sampai penuh seperti ditunjukkan pada Gbr-1(b), maka disitulah akan dimulai osilasi. Energi listrik yang telah tersimpan dalam kapasitor akan mengalami pengosongan (*discharge*) ke induktor sampai muatan kapasitor tersebut habis. Energi listrik tersebut kemudian berpindah seluruhnya ke induktor. Setelah itu proses discharge terjadi sebaliknya, yaitu dari induktor ke kapasitor sampai muatan seluruhnya ditampung kapasitor. Selanjutnya siklus yang sama terjadi dan demikian seterusnya. Bila tidak terjadi kerugian energi karena disipasi energi pada bahan resistif induktor dan kerugian dielektrik pada kapasitor, maka ayunan atau osilasi tersebut berlangsung terus. Tetapi dalam kenyataannya tidaklah demikian.

Untuk mempertahankan osilasi tersebut, maka harus ada energi tambahan dari luar *tank-circuit* yang dapat mempertahankannya. Hal yang sama terjadi pada ayunan bandul-matematis seperti diuraikan di atas, yaitu dorongan yang searah ayunan. Semen-tara pada *tank-circuit*, energi yang ditambahkan harus satu fasa dengan fasa osilasi. Ini-lah yang dimaksudkan, bahwa osilasi listrik tersebut mempunyai fenomena yang persis sama dengan ayunan bandul-matematis. Frekuensi osilasi juga mempunyai bentuk yang mirip, yaitu,

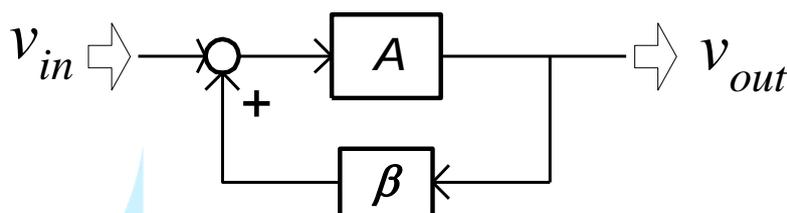
$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (\text{Hz}) \quad \dots\dots\dots (10-2)$$

dimana, L = induktansi ideal (tanpa komponen resistif), *henry*
 C = kapasitansi, *farad*

Pelaksanaan pemberian energi tambahan dari luar *tank-circuit* agar osilasi berlangsung terus, dilakukan dengan proses *feedback* dari output ke *tank-circuit*. Secara umum, apa-bila satu penguat mempunyai jalur *feedback* positif sedemikian, sehingga dicapai satu kondisi yang disebut sebagai **Barkhausen-Criterion**, maka terjadilah osilasi tersebut.

Secara umum, diagram blok sebuah penguat dengan jalur *feedback* dilukiskan pada Gbr-2. A adalah faktor penguatan tanpa *feedback*, sementara β adalah fungsi-alih jalur *feedback*. Dengan adanya jalur umpan-balik positif, maka faktor penguatan menjadi,

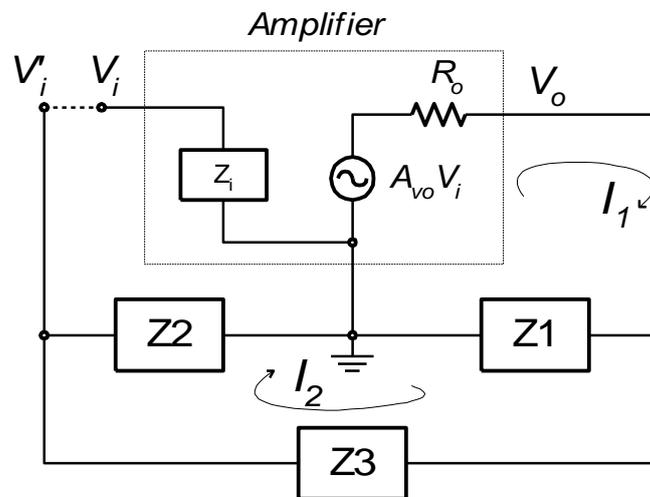
$$A_f = \frac{A}{1 - A\beta} \quad \dots\dots\dots (10-3)$$



Gbr-2 Diagram blok penguat dengan jalur umpan balik positif.

Kriteria **Barkhausen** untuk menghasilkan satu osilasi, adalah kondisi dimana, faktor $(1-A\beta) = 0$ atau $A\beta = 1$, sehingga nilai A_f menjadi tak berhingga. Hal ini mempunyai makna, bahwa sinyal output (sinusoidal) tetap ada walaupun inputnya nihil. Karena kedua faktor tersebut, A dan β , adalah bilangan kompleks, maka kondisi $A\beta = 1$, menunjukkan, bahwa $|A\beta| = 1$, dan fasa $A\beta = \text{ nol}$. Kedua parameter ini masing-masing dapat digunakan untuk menentukan syarat osilasi, dan nilai frekuensi osilasinya.

Rangkaian osilator yang menggunakan *tank-circuit*, secara diagram blok ditunjukkan pada Gbr-3. Jenis osilator yang menggunakan *tank-circuit* yang dibahas dalam Modul-10 ini adalah, *Hartley*, *Colpitts*, dan osilator *Clapp*.



Gbr-3 Diagram blok osilator yg menggunakan *tank-circuit* (tuned-circuit).

Diagram blok Gbr-3 ini bila disesuaikan dengan diagram blok Gbr-2 adalah, blok *amplifier* pada Gbr-3 adalah blok *amplifier* pada Gbr-2 yang mempunyai penguatan A . Sedang blok umpan-balik pada Gbr-2 direpresentasikan sebagai impedansi Z_2 pada Gbr-3, yang outputnya adalah tegangan V_i' , yaitu sinyal umpan-balik positif. Z_1 , Z_2 , dan Z_3 , masing-masing adalah komponen *tank-circuit* yang digunakan.

Rangkaian tiga *loop* di atas membentuk satu rangkaian penggeser fasa antara input dan outputnya. Rangkaian tersebut akan beresonansi dengan frekuensi tertentu bila total pergeseran fasanya sebesar 0° (ingat fenomena bandul-matematis di depan), serta *loop-gain sama atau lebih besar dari satu*. Kedua persyaratan tersebut adalah kriteria lengkap **Barkhausen**. Bila nilai mutlak *loop-gain* lebih besar dari **satu**, maka amplitudo osilasi membesar. Dalam rangkaian osilator praktis, osilasi yang membesar itu terus berlangsung sampai daerah nonlinier karakteristik amplifier itu sendiri yang membatasi nilai *loop-gain* tersebut sampai menjadi *satu*. Setelah itu, nilai *satu* tersebut secara otomatis dipertahankan tetap **satu**, atau dihasilkan kondisi '*stabil*' osilasi.

Blok rangkaian dapat dianalisa bila rangkaian diputus pada input amplifier, dan menghitung *loop-gain* (= perkalian AB) dari V_i ke V_i' . Bila impedansi input cukup besar, maka dapat diabaikan, dan dihasilkan dua *loop* yang masing-masing dialiri arus I_1 dan I_2 . Persamaan *loop* yang muncul adalah,

$$A_{vo} V_i = I_1 (R_o + Z_1) - I_2 (Z_1) \dots\dots\dots (i)$$

$$0 = -I_1 (Z_1) + I_2 (Z_1 + Z_2 + Z_3) \dots\dots\dots (ii)$$

juga, $I_2 = \frac{V_i'}{Z_2} \dots\dots\dots (iii)$

dan, $Z_i \equiv \infty \dots\dots\dots (iv)$

Dengan menyelesaikan empat persamaan tersebut di atas, dihasilkan,

$$A_{v(loop)} = \frac{V_i'}{V_i} = -A_{vo} \frac{Z_1 Z_2}{Z_1^2 - (Z_1 + Z_2 + Z_3)(R_o + Z_2)} \dots\dots\dots (10-4)$$

Karena pada kondisi resonansi, $(Z_1 + Z_2 + Z_3)$ merupakan rangkaian resonansi seri dengan nilai Q yang tinggi, maka nilai resistansi-dinamis-nya yang dihasilkan sangat kecil serta dapat dabaikan, sehingga jumlah ketiga reaktansi tersebut sama dengan nol, atau,

$$(Z_1 + Z_2 + Z_3) = (X_1 + X_2 + X_3) = 0 \quad \dots\dots\dots (10-5)$$

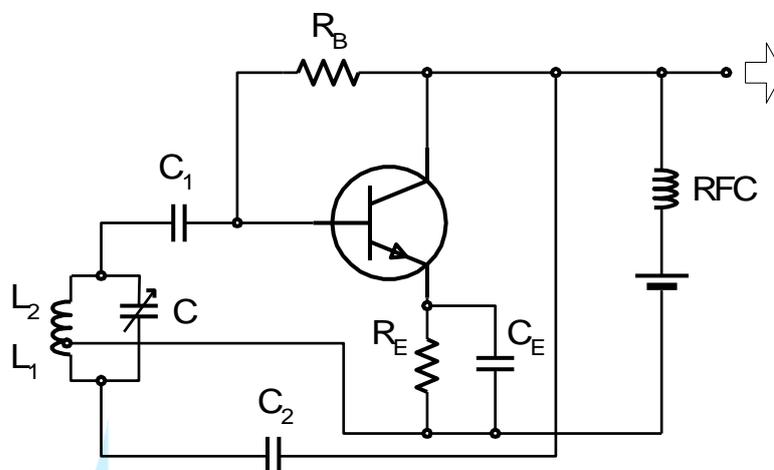
dan nilai *loop gain* persamaan (10-4) menjadi lebih sederhana seperti persamaan berikut,

$$A_{V(\text{loop})} = -A_{V_0} \frac{X_2}{X_1} \geq 1 \quad \dots\dots\dots (10-6)$$

Pada penerapannya, tiga reaktansi tersebut dapat bervariasi, sehingga terbentuk rangkaian osilator Hartley misalnya, dimana X_1 dan X_2 adalah induktor, dan X_3 adalah kapasitor, dsb.

10.1-1. Osilator Hartley

Mempunyai rangkaian seperti ditunjukkan pada Gbr-4. Rancangan rangkaian dc-nya seperti diuraikan pada Modul-6, dimana titik kerja ditempatkan di tengah-tengah kurva karakteristiknya, atau penguat bekerja sebagai penguat kelas-A. Selanjutnya, nilai-nilai induktansi dan kapasitansi *tank-circuit* ditentukan sesuai dengan frekuensi osilasi yang dikehendaki. Biasanya nilai kapasitansi dulu yang dipilih bebas sesuai dengan nilai-nilai yang tersedia di pasaran.



Gbr-4 Rangkaian osilator Hartley

Frekuensi osilasi osilator Hartley ini ditentukan oleh rumus berikut ini,

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_t C}} \quad (\text{Hz}) \quad \dots\dots\dots (10-7)$$

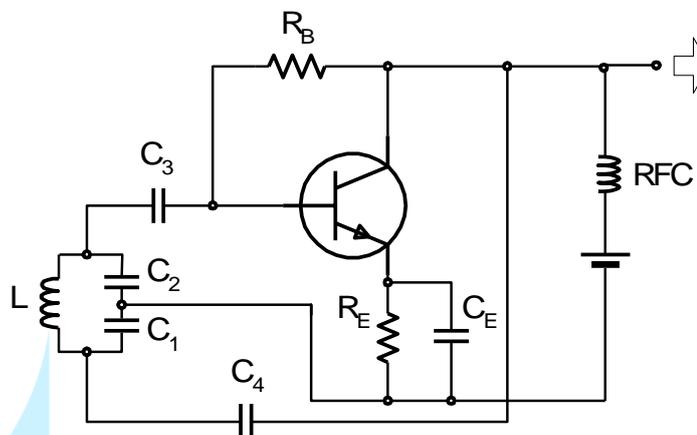
dimana, L_t = induktansi *tank-circuit* = $L_1 + L_2$, henry

C = kapasitansi *tank-circuit*, farad

Kapasitansi C_1 dan C_2 berfungsi sebagai jalan bebas bagi komponen ac (RF) disamping mencegah hubungan dc. Begitu juga kapasitor C_E berfungsi sebagai jalan bebas komponen ac dengan *bypass* resistor R_E . Sementara resistor R_B dan R_E digunakan untuk memberikan pategangan pada rangkaian, yaitu agar bekerja pada kelas-A. RFC (*radio frequency choke*) digunakan untuk mencegah sinyal RF masuk ke batere.

10.1-2. Osilator Colpitts

Mempunyai rangkaian seperti ditunjukkan pada Gbr-5. Rancangan rangkaian dc-nya seperti diuraikan pada Modul-6, dimana titik kerja ditempatkan di tengah-tengah kurva karakteristiknya, atau penguat bekerja sebagai penguat kelas-A. Se-lanjutnya, nilai-nilai induktansi dan kapasitansi *tank-circuit* ditentukan sesuai dengan frekuensi osilasi yang dikehendaki. Biasanya nilai kapasitansi dulu yang dipilih bebas sesuai dengan nilai-nilai yang tersedia di pasaran.



Gbr-5 Rangkaian osilator Colpitts

Frekuensi osilasi osilator Colpitts ini ditentukan oleh rumus berikut ini,

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_t}} \quad (\text{Hz}) \quad \dots\dots\dots (10-8)$$

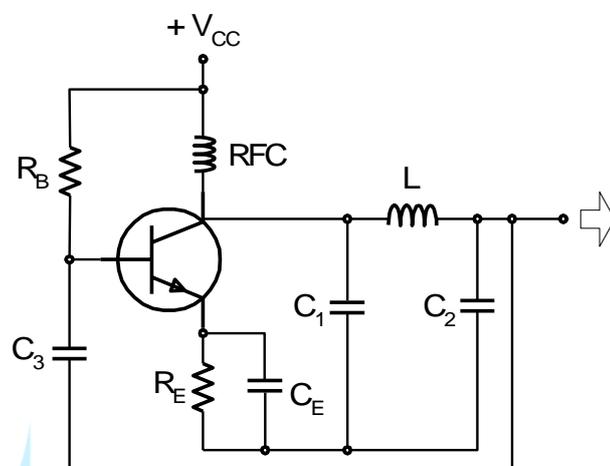
dimana, L = induktansi *tank-circuit*, henry

C_t = kapasitansi *tank-circuit*, farad

= C₁ seri C₂

Kapasitansi C₃ dan C₄ berfungsi sebagai jalan bebas bagi komponen ac (RF) disamping mencegah hubungan dc. Begitu juga kapasitor C_E berfungsi sebagai jalan bebas komponen ac dengan *bypass* resistor R_E. Sementara resistor R_B dan R_E digunakan untuk memberikan pategangan pada rangkaian, yaitu agar bekerja pada kelas-A seperti pada rangkaian osilator Hartley di atas. RFC (*radio frequency choke*) digunakan untuk mencegah sinyal RF masuk ke batere.

Bentuk penyambungan lain rangkaian osilator Colpitts ditunjukkan pada Gbr-6. Co-ba teliti perbedaannya. Yang dapat diamati sama diantara keduanya adalah, ujung-ujung *tank-circuit* masing-masing tersambung secara RF ke kolektor dan basis transistor, sementara titik sambung dua kapasitornya terhubung secara RF ke emiter.



Gbr-6 Rangkaian osilator Colpitts bentuk yg lain

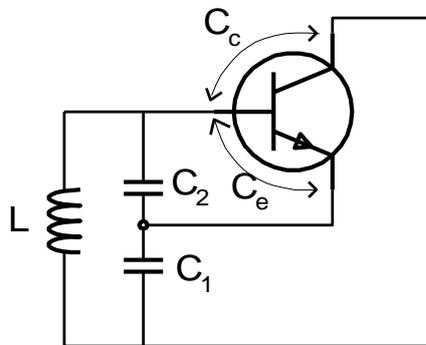
10.1-3. Osilator Clapp

Akibat struktur transistor yang tersusun dari *pn-junction*, yaitu *collector-junction* dan *emitter-junction*, terbentuklah pada persambungan itu satu kapasitor keping se-jajar. Masing-masing adalah C_c dan C_e . Nilai keduanya bergantung pada catu te-gangan dan temperatur junction, sehingga nilainya tidak tetap. Kedua nilai tersebut berkisar antara,

$$C_c \equiv C_{CB} \approx 1 \sim 50 \text{ pF (karena prategangan mundur)}$$

$$C_e \equiv C_{EB} \approx 30 \sim 10.000 \text{ pF (karena prategangan maju)}$$

Kedua kapasitor parasitik tersebut terpasang paralel dengan masing-masing kapa-sitor *tank-circuit*, yaitu, C_1 dengan C_c seri C_e , sedang C_2 dengan C_e , seperti ditun-jukkan pada Gbr-7, yaitu pada rangkaian pengganti ac-nya. Akibatnya, kedua nilai kapasitansi parasitik tersebut akan mempengaruhi nilai frekuensi osilasi. Dan ka-rena nilainya yang tidak stabil, maka frekuensi osilator juga tidak stabil.



Gbr-7 Rangkaian pengganti ac osilator Colpitts

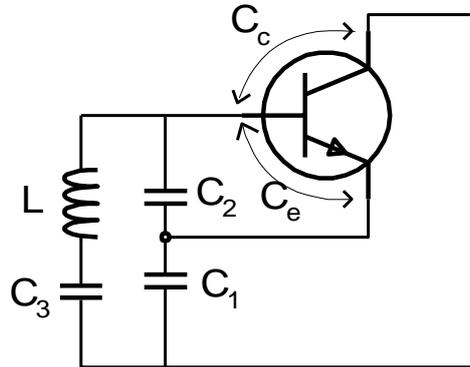
Karena osilator yang dirancang dalam bidang telekomunikasi selalu pada pita fre-kuen-si radio, maka kapasitor parasitik tersebut tidak dapat diabaikan besarnya. Akibat kondisi tersebut, maka nilai C_2 baru dan C_1 baru menjadi,

$$C_2' = C_2 + C_e \quad \dots\dots\dots (10-10a)$$

$$C_1' = C_1 + C_e \text{ seri } C_c \quad \dots\dots\dots (10-10b)$$

Untuk mengatasi keadaan itu, maka dalam perencanaan dilakukan :

- 1) Pemilihan nilai C_1 dan C_2 , besar dibandingkan dengan nilai C_c dan C_e
- 2) Penambahan satu kapasitor kecil C_3 pada *tank-circuit* seri dengan induktor L seperti ditunjukkan pada Gbr-8. Rangkaian osilator terakhir ini dinamakan osilator **Clapp** atau **Gouriet**.



Gbr-8 Rangkaian pengganti ac osilator Clapp

Dengan penambahan kapasitor bernilai kecil dibandingkan dengan C_1 dan C_2 , maka frekuensi osilasi lebih banyak ditentukan oleh nilai C_3 seperti rumus berikut,

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_3}} \quad (\text{Hz}) \quad \dots\dots\dots (10-10)$$

Kombinasi L seri dengan nilai kecil kapasitor, C_3 , itu adalah mirip dengan rangkaian pengganti struktur sebuah kristal. Dengan mengganti posisi lengan L seri C_3 tersebut dengan sebuah kristal, maka frekuensi osilator akan ditentukan oleh kristal dimaksud. Jadilah sebuah osilator kristal.

10.1-4. Osilator Kristal

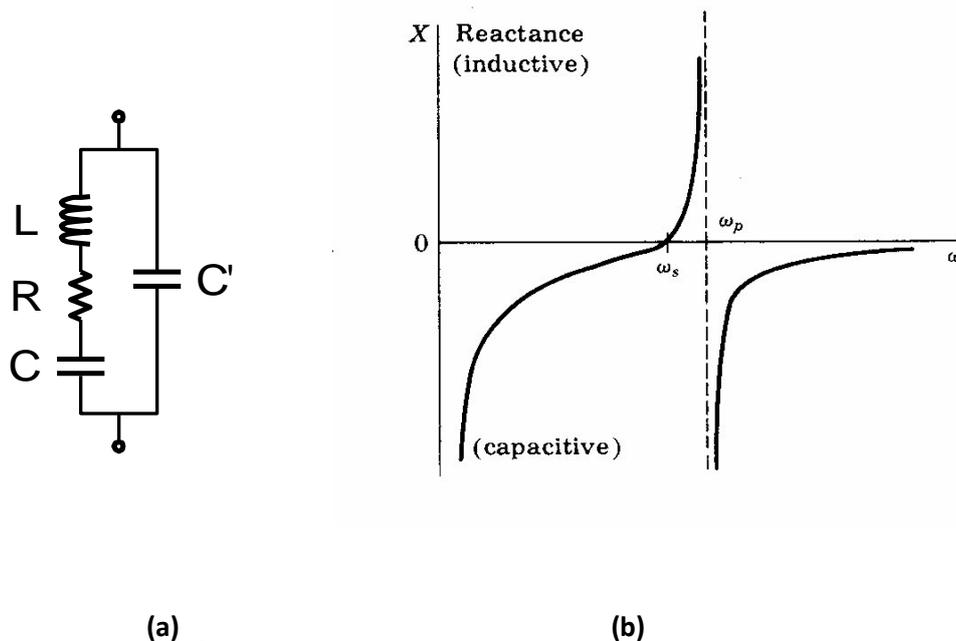
Sebuah kristal dibuat dari bahan kristal tertentu, yaitu diantaranya adalah, *rochellesalt*, *quartz*, *tourmaline*. Karena berkembangnya teknologi bahan, maka belakangan telah dibuat bahan sintetisnya seperti ADP (*ammonium dihydrogen phos-phate*), atau EDT (*ethylene diamine tartrate*).

Sebagai komponen rangkaian osilator, bahan kristal mengalami proses yang disebut dengan *piezoelectric effect*, yaitu, bila pada terminalnya diberikan tegangan listrik (energi listrik), maka akan dihasilkan tegangan mekanis dalam kristal. Tegangan mekanis ini

kemudian menghasilkan satu medan elektrostatik (energi listrik), yang selanjutnya dari energi itu menghasilkan tenaga mekanik lagi, dst. Proses ini mirip dengan osilasi yang terjadi pada satu tank-circuit yang diuraikan di depan. Hanya perbedaanya, pada *piezoelectric effect*, terjadi siklus perubahan energi, yaitu dari energi mekanik ke energi listrik.

Rangkaian pengganti elektris satu kristal, serta karakteristik impedansinya ditunjukkan pada Gbr-9. Pada grafik karakteristiknya, nampak adanya dua frekuensi resonansi, yaitu frekuensi resonansi seri (ω_s) dan frekuensi resonansi paralel (ω_p), yang saling berdekatan. Perbedaan kedua nilai frekuensi resonansi tersebut $< 1\%$ dari frekuensi resonansi seri. Dan oleh karena nilai kapasitansi C sangat kecil dibandingkan dengan nilai kapasitansi C' , maka praktis kedua nilai frekuensi tersebut mendekati sama atau $\omega_s \approx \omega_p$.

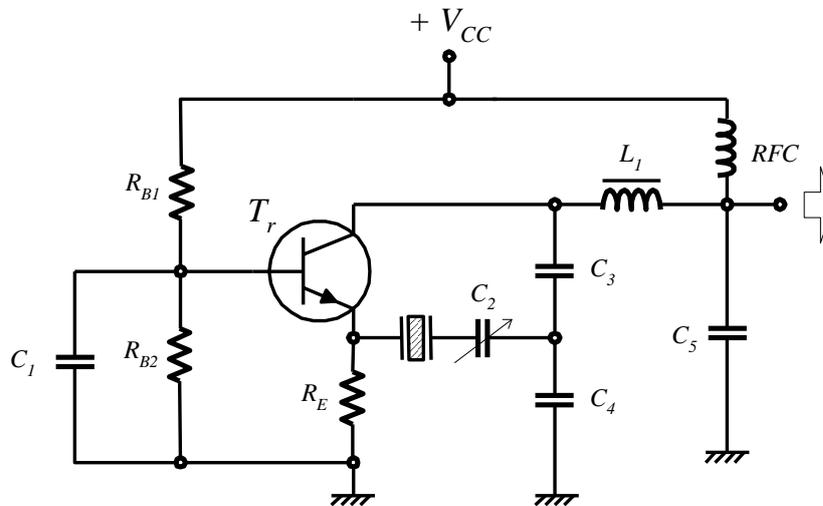
Pada Gbr-9(a) nampak terdapat nilai-nilai L , R , C , dan C' , yang masing-masing mewakili, masa bahan kristal, sifat hambatan listrik kristal, sifat elastis kristal, dan nilai kapasitansi antara kedua elektroda (terminal) kristal.



Gbr-9 Rangkaian pengganti kristal piezoelectric

(a) rangkaian pengganti, (b) karakteristik

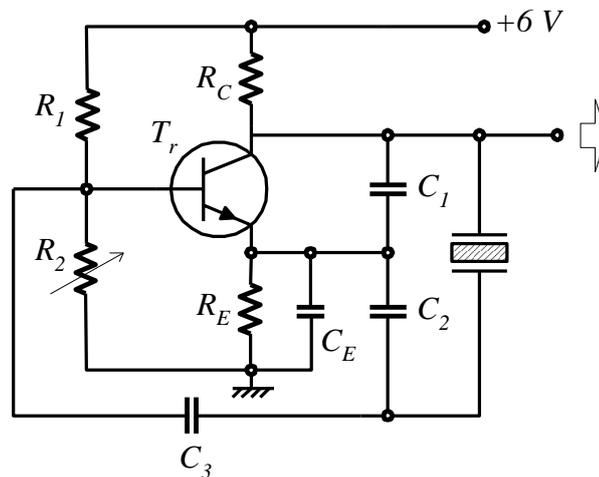
Dengan sifat *piezoelectric effect* tersebut maka penempatannya dalam satu rangkaian osilator akan mempengaruhi nilai frekuensi yang dihasilkan rangkaian. Penempatan kristal dapat secara seri pada jalur umpan balik rangkaian, atau merupakan komponen *tank circuit*. Penempatan secara seri seperti ditunjukkan rangkaian-nya pada Gbr-10, akan memberikan frekuensi osilasi di luar frekuensi resonansinya.



Gbr-10 Rangkaian osilator kristal seri

Kristal yang menghasilkan osilasi dengan frekuensi di luar frekuensi serinya dika-takan sebagai *overtone*. Kapasitor C_3 dan C_4 di set untuk memberikan sinyal umpan-balik dari kolektor ke emiter. Kristal ditempatkan di jalur umpan-balik yang bekerja pada mode seri. Induktor L_1 adalah bagian rangkaian yang *ditune* untuk mendapatkan frekuensi overtone, (5)*p184*. L_1 akan beresonansi bersama-sama C_3 , C_4 dan C_5 yang membentuk satu *tank circuit*. Pengaturan pertama dilakukan pada induktor L_1 sedemikian sehingga osilator mulai beresilasi, kemudian baru kapasitor C_2 diatur untuk mendapatkan frekuensi yang tepat.

Disamping kristal tersebut bekerja dengan *mode* seri seperti diatas, kristal juga dapat dikerjakan dalam mode paralel-nya. Rangkaian yang bekerja dalam mode paralel ditunjukkan pada Gbr-11, yaitu yang sebetulnya adalah rangkaian osilator Colpitts yang diganti komponen induktor tank-circuitnya. Dalam hal ini, kapasitor C_1 dan C_2 tidak lagi menentukan besar frekuensi osilasinya, namun hanya menentukan besar nilai sinyal yang diumpan-balikkan, yaitu *ratio* keduanya seperti dije-laskan di depan. Frekuensi osilasi ditentukan oleh nilai frekuensi mode paralel kristal yang biasanya tertulis pada fisik kristal tersebut.



Gbr-11 Rangkaian osilator kristal mode paralel.

10.1-5. Syarat praktis perencanaan

Persyaratan dimaksud sebetulnya diturunkan dari syarat Barkhausen critereon, yaitu syarat minimal agar satu osilator dapat terpacu untuk bekerja. Persyaratan itu pada dasarnya adalah pengaturan nilai sinyal yang diumpan-balikkan ke input rangkaian, yaitu ke rangkaian basis terhadap emiter bila konfigurasi rangkaian menggunakan konfigurasi common-emitter. Nilai sinyal yang diumpan-balikkan tertentu dari perbandingan komponen yang dipisahkan oleh *tap* pada tank circuit, yaitu kapasitor (C_1 dan C_2) bila rangkaiannya adalah osilator Colpitts atau Clapp, dan induktor (L_1 dan L_2) bila rangkaiannya adalah osilator Hartley.

Dari persamaan (10-6) dapat diturunkan menjadi,

$$-A_{vo} \geq \frac{X_1}{X_2} \dots\dots\dots (10-11)$$

□ Untuk osilator *Colpitts*, (3)p201, persamaan (10-11) menjadi,

$$-A_{vo} \geq \frac{C_2}{C_1} \rightarrow \text{atau } |A_{vo}| \geq \frac{C_2}{C_1} \dots\dots\dots (10-12)$$

□ Untuk osilator *Hartley*, (3)p202, persamaan (10-11) menjadi,

$$-A_{vo} \geq \frac{L_1}{L_2} \rightarrow \text{atau } |A_{vo}| \geq \frac{L_1}{L_2} \dots\dots\dots (10-13)$$

dimana :

- C_2 = kapasitor yang memberikan umpan-balik
- L_2 = induktor yang memberikan umpan-balik

A_{vo} = penguatan tegangan transistor tanpa umpan balik

Untuk penguat transistor ataupun FET, masing-masing adalah,

✓ Transistor $\rightarrow A_{vo} = -\frac{1+h_{fe}'}{h_{oe}'xh_{ie}'}$ (10-14)

✓ FET $\rightarrow A_{vo} = -g_mxr_d$ (10-15)

dimana :

- $h_{fe}' = h_{fe}$ pada frekuensi kerja sembarang, f
- $h_{oe}' = h_{oe}$ pada frekuensi kerja sembarang, f
- $h_{ie}' = h_{ie}$ pada frekuensi kerja sembarang, f
- g_m = transkonduktansi FET
- r_d = drain resistance

Sedangkan nilai h_{fe}' , h_{oe}' , dan h_{ie}' diatas tertentu dari persamaan (10-16) berikut ini, yang berlaku juga untuk h_{oe}' dan h_{ie}' , dengan mengganti h_{fe} .

$$h_{fe}' = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1+\left(\frac{h_{fe}\cdot f}{f_T}\right)^2}} \dots\dots\dots (10-16)$$

dimana :

- $h_{fe}' = h_{fe}$ pada frekuensi f
- h_{fe} = faktor penguatan arus transistor konfigurasi CE untuk $f=0$ (pada tabel data)
- f = frekuensi RF sembarang
- f_T = frekuensi *cutoff* dimana pada frekuensi ini $h_{fe}' = 1$, yang nilainya = $2 \times f_{Tmin}$ (pada tabel data transistor).

Sehingga langkah awal perencanaan satu osilator adalah, memilih jenis transistor yang akan digunakan. Secara keseluruhan terdapat tiga langkah, yaitu,

Pertama; memilih transistor yang sesuai keperluan, yaitu osilator akan bekerja pa-da frekuensi berapa. Bila osilator bekerja pada frekuensi audio, maka perlu dipilih transistor yang pada kolom *USE* tertulis huruf *A* untuk huruf pertamanya. Seba-liknya, bila osilator harus bekerja pada pita frekuensi radio, maka transistor yang dipilih diawali dengan huruf *R* pada kolom *USE*.

Dicatat juga pada kolom f_{Tmin} , terutama untuk keperluan osilator RF, sebab akan digunakan menentukan nilai h_{fe}' seperti diberikan pada persamaan (10-13).

Kedua; menentukan rangkaian prategangan untuk osilator tersebut seperti diuraikan pada Modul-6, yaitu rangkaian *self-bias* atau *collector-to-base-bias*.

Ketiga; menentukan komponen *tank-circuit*, baik untuk osilator Colpitts, Clapp, maupun Hartley.

Contoh Soal 10-1. Rencanakan satu osilator yang bekerja pada frekuensi 100 kHz dengan menggunakan kristal. Batere yang tersedia sebesar + 7V. Transistor yang digunakan mempunyai data sebagai berikut,

- ✓ $h_{ie} = 5 \text{ k}\Omega$
- ✓ $h_{oe} = 100 \text{ }\mu\text{Siemens}$
- ✓ $h_{fe} = 112$
- ✓ $f_T = 300 \text{ MHz}$

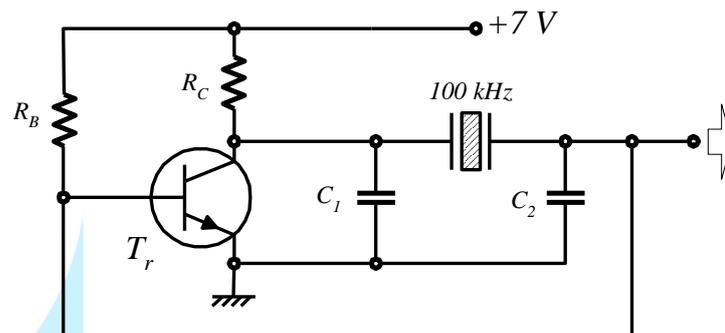
Rencanakan dengan menggunakan rangkaian prategangan jenis *fixed-bias*. Daya yang dihasilkan lebih kurang sebesar 2,5 mW.

Catatan : Dalam perencanaan, semua data harus ditemukan dalam lembar data transistor, termasuk jenis penggunaannya, yaitu untuk frekuensi pita audio atau RF seperti dijelaskan pada langkah pertama diatas.

Jawaban :

Karena data f_T cukup besar terhadap 100 kHz, maka persamaan (10-14) berlaku dengan nilai-nilai dc-nya.

Rangkaian prategangan yang digunakan adalah jenis *fixed-bias* seperti ditunjukkan pada Gbr-12. Untuk menghindari penggunaan persamaan (10-16), maka dipilih transistor yang mempunyai nilai f_{Tmin} yang sangat besar dibandingkan frekuensi perencanaan, yaitu 100 kHz. Karena frekuensi 100 kHz sudah termasuk RF, maka dipilih transistor yang tergolong RF, yaitu tertera *RMG* misalnya, yang berarti, untuk *RF* dengan *arus kerja menengah* serta *kegunaan umum* (General purpose).



Gbr-12 Rangkaian osilator kristal dengan konfigurasi *fixed-bias*.

☐ Menentukan titik kerja

Diambil, $V_{CQ} = 3,65$ volt, yang ditentukan dari,

$$V_{CQ} = \left(\frac{V_{CC} - 0,3}{2} + 0,3 \right) \dots\dots\dots (10-17)$$

dimana 0,3 volt adalah nilai V_{CE} saturation,

Diambil $I_{CQ} = 1,5$ mA, dari nilai daya yang diminta, yaitu 2,5 mW,

$$P = \frac{V_m \times I_m}{2} \dots\dots\dots (10-18)$$

$$2,5 = \frac{V_m \times I_m}{2} \rightarrow \text{maka } I_{CQ} = I_m = \frac{5}{V_m}$$

$$= \frac{5}{(V_{CC} - 0,3)/2} = 1,5 \text{ mA}$$

Dari lingkaran kolektor berlaku,

$$V_{CC} = I_{CQ} \times R_C + V_{CQ} \rightarrow R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{I_{CQ}} = 2,23 \text{ k}\Omega \approx \mathbf{2,2 \text{ k}\Omega}$$

Dari lingkaran basis berlaku,

$$V_{CC} = I_{BQ} \times R_B + V_{BE} \rightarrow R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{CQ} / h_{fe}} \approx \mathbf{470 \text{ k}\Omega}$$

☐ Menentukan nilai kapasitansi *tank-circuit*

Sesuai dengan persamaan (10-12) dan (10-14), maka perbandingan nilai C_1 dan C_2 adalah tertentu dari,

$$|A_{vo}| \geq \frac{C_2}{C_1} \rightarrow \frac{1+h_{fe}'}{h_{oe}'xh_{ie}'} = \frac{C_2}{C_1}$$

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{1+112}{1x10^{-4}x5x10^3} = 226$$

Sehingga bila diambil, $C_1 = 500 \text{ pF} \rightarrow C_2 = 0,113 \text{ }\mu\text{F}$

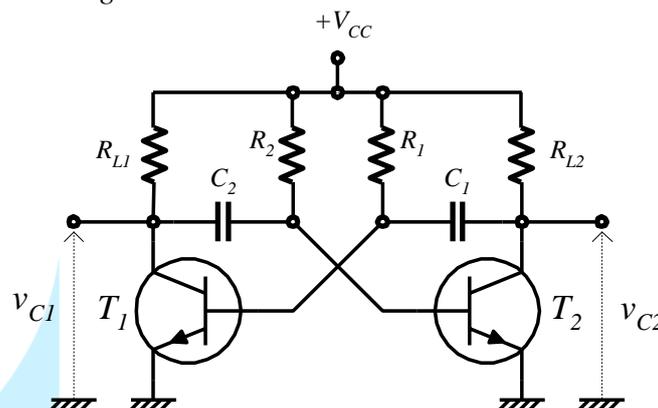
10.2. Osilator Non Sinusoidal

Melihat namanya tentu saja osilator ini mempunyai output sinyal periodik yang ber-bentuk bukan sinusoidal, melainkan bentuk sinyal yang lain, seperti bentuk gelombang persegi (*square wave*), gigi gergaji (*saw tooth*), parabola, dsb.

Ternyata nanti, bahwa bentuk gelombang persegi dapat menjadi sumber dari bentuk-bentuk gelombang yang lain seperti bentuk gelombang gigi gergaji, parabola, maupun bentuk pulsa tajam. Bentuk-bentuk gelombang yang lain itu dapat dihasilkan dengan menggunakan rangkaian diferensiator maupun integrator. Fungsi-fungsi gelombang persegi yang berbentuk konstanta, dapat diintegrator-kan menjadi fungsi *ramp* (fungsi pangkat satu), yaitu bentuk gigi gergaji. Seterusnya, bila sinyal bentuk *ramp* tersebut diintegrator-kan akan menjadi fungsi parabola, dst.

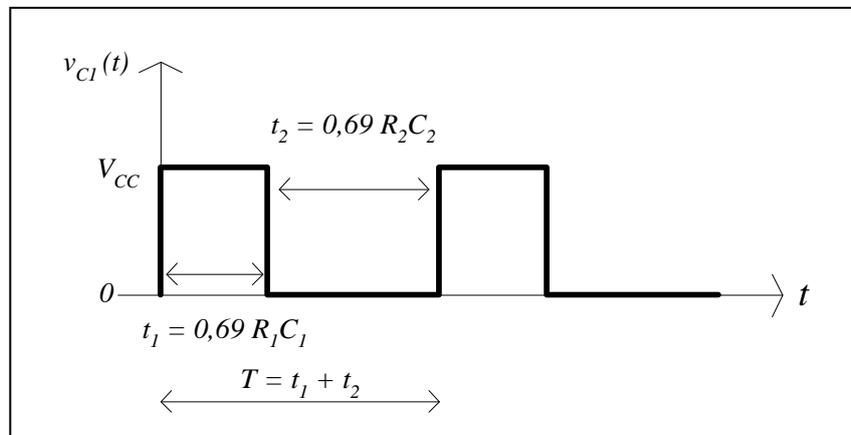
10.2-1. Osilator gelombang persegi

Rangkaian osilator ini berada dalam kelompok osilator *relaxation*, (5)p185, yang terdiri dari tiga bentuk, yaitu, *bistable* (BMV), *monostable* (MMV), dan *astable* (AMV). Jenis yang merupakan generator gelombang persegi adalah, *astable multi-vibrator*. Nama lain AMV adalah, *free running multivibrator*.



Gbr-13 Rangkaian astable multi-vibrator (AMV).

Mempunyai rangkaian seperti ditunjukkan pada Gbr-13. Nampak pada Gbr-13, bahwa rangkaian disusun oleh dua rangkaian transistor yang simetri yang tersambung saling mengumpukan balik. Output sinyal yang berbentuk gelombang persegi dapat diperoleh, baik dari kolektor transistor T_1 ($= v_{C1}$) maupun dari kolektor transistor T_2 ($= v_{C2}$). Bentuk gelombang dimaksud ditunjukkan pada Gbr-14.



Gbr-14 Diagram bentuk gelombang persegi, output astable multivibrator.

Terlihat pada diagram bentuk gelombang output AMV sebagai fungsi waktu, bahwa lebar pulsa positif dan lebar perioda nol, masing-masing sebesar,

$$t_1 = 0,69 R_1 C_1 \quad \dots\dots\dots (10-19)$$

$$t_2 = 0,69 R_2 C_2 \quad \dots\dots\dots (10-20)$$

Sehingga waktu perioda sinyal persegi tersebut adalah,

$$T = t_1 + t_2 \quad \dots\dots\dots (10-21)$$

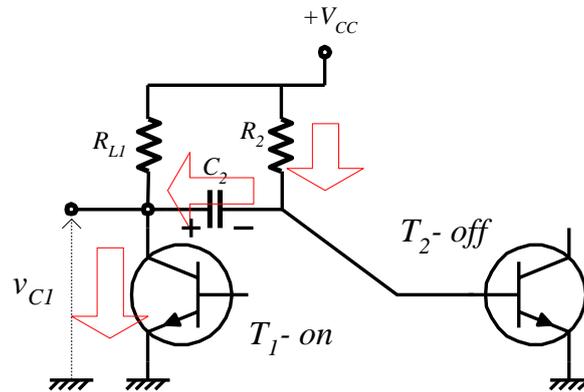
Bila lama perioda t_1 dan t_2 dirancang sama, maka persamaan (10-21) menjadi,

$$T = 1,38 R \times C \quad \dots\dots\dots (10-22)$$

dimana $R_1 = R_2 = R$ dan $C_1 = C_2 = C$.

Nilai waktu perioda t_1 ataupun t_2 dapat diturunkan sebagai berikut. Sebetulnya waktu perioda tersebut, adalah waktu yang diperlukan untuk mengisi kapasitor dari $-V_{CC}$ sampai nol melalui transistor yang sedang *on*. Gbr-15 menunjukkan proses tersebut ketika transistor T_1 yang *on*. Polaritas muatan awal kapasitor C_2 ditunjukkan pada

gambar, yaitu sebesar $-V_{CC}$ yang cukup untuk membuat transistor T_2 off. Kondisi off transistor T_2 berlangsung terus sampai muatan kapasitor C_2 mencapai nol volt (atau $+V_{BE\ cutin}$). Ketika muatan kapasitor C_2 mencapai nol volt, maka transistor T_2 menjadi on yang kemudian dapat membuat transistor T_1 off karena muatan $-V_{CC}$ pada kapasitor C_1 .



Gbr-15 Proses pengisian kapasitor pada astable multivibrator.

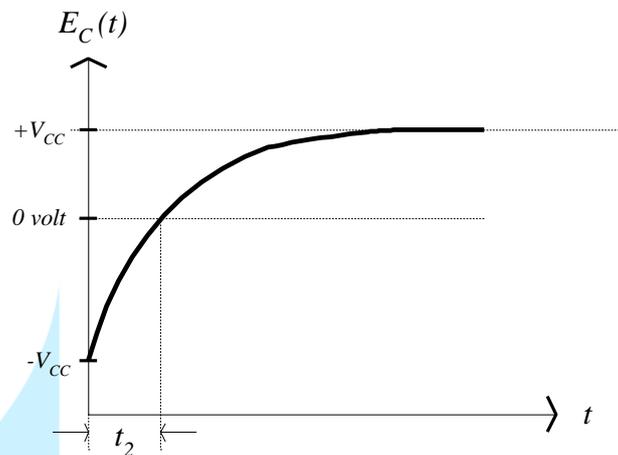
Kurva pengisian kapasitor C_1 atau C_2 ditunjukkan pada Gbr-16. Kurva pengisian mengikuti fungsi eksponensial sebagai berikut,

$$E_C(t) = V_{CC} - (V_{CC} + V_{CC}) e^{-t/RC}$$

Untuk kondisi muatan kapasitor sama dengan nol, maka persamaan menjadi sebagai berikut,

$$0 = V_{CC} - (2 V_{CC}) e^{-t/RC}$$

$$e^{-t/RC} = 2 \rightarrow t = \frac{RC \log 2}{\log e} = \frac{RC(0,301)}{0,4343} = 0,69 RC$$



Gbr-16 Kurva pengisian kapasitor

Contoh Soal 10-2. Rencanakan satu astable multivibrator yang bekerja pada frekuensi 1kHz. Batere yang tersedia sebesar + 5V. Perbandingan perioda pulsa dan perioda nol, 1 : 2.

Jawaban :

Arus kolektor dipilih 1,5 mA, sehingga nilai R_C dapat tertentu dari,

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{5V}{1,5mA} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

Frekuensi kerja yang diminta sebesar 1 kHz, sehingga waktu perioda siklus sinyal gelombang persegi tersebut adalah,

$$T = 1/f = 1 \text{ ms}$$

Sementara perbandingan perioda pulsa dan perioda nol, 1 : 2, sehingga,

$$t_1 = 1/3 \times 1 \text{ ms} = 0,33 \text{ ms} \rightarrow 0,69 R_1 C_1 = 0,33 \times 10^{-3} \text{ sekon}$$

$$t_2 = 2/3 \times 1 \text{ ms} = 0,67 \text{ ms} \rightarrow 0,69 R_2 C_2 = 0,67 \times 10^{-3} \text{ sekon}$$

Bila diambil $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$, maka nilai kapasitansi yang bersangkutan adalah,

$$C_1 = \frac{0,33 \times 10^{-3}}{0,69 \times 3,3 \times 10^3} = 0,145 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{0,67 \times 10^{-3}}{0,69 \times 3,3 \times 10^3} = 0,294 \text{ }\mu\text{F}$$

Daftar Pustaka

1. Millman, Jacob, Ph.D.; **Electronic Devices and Circuits**, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., Tokyo, 1983.
2. Millman, Jacob, Ph.D.; **Mikro-Elektronika**, Jilid-2, Penerbit Airlangga, Jakarta, 1987.
3. Roddy, Dennis & Coolen, John; **Electronic Communications**, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.
4. Schilling, Donald L, et al; **Electronic Circuits-Discrete and Integrated**, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., Tokyo, 1979
5. Schuler, Charles A.; **Electronic, Principles and Application**, McGraw-Hill Book Company, Singapore, 1987.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Penguat Sinyal Besar

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

11

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Penguat sinyal besar ini berada pada tahap akhir satu amplifier, dimana parameter yang menjadi perhatian kemudian adalah efisiensi penguat. Efisiensi merupakan hal yang penting bila berbicara soal sinyal besar yang diperlukan. Akan ditunjukkan dalam pembahasan, bahwa efisiensi berhubungan erat dengan bagaimana penguat tersebut diberikan prategangan (*bias voltage*). Akan ternyata bahwa efisiensi tersebut dapat diperbaiki dengan menggeser titik kerja penguat dari tengah-tengah garis beban

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari beberapa macam kelas penguat

PENGUAT SINYAL BESAR

Penguat sinyal besar ini berada pada tahap akhir satu amplifier, dimana parameter yang menjadi perhatian kemudian adalah efisiensi penguat. Efisiensi merupakan hal yang penting bila berbicara soal sinyal besar yang diperlukan. Akan ditunjukkan dalam pembahasan, bahwa efisiensi berhubungan erat dengan bagaimana penguat tersebut diberikan prategangan (*bias voltage*). Akan ternyata bahwa efisiensi tersebut dapat diperbaiki dengan menggeser titik kerja penguat dari tengah-tengah garis beban.

11.1. Kelas Penguat

All amplifiers are power amplifiers. However, those operating in the early stages of the signal processing system deal with small signals. These early stages are designed to give good voltage gain. Since voltage gain is the most important function of these amplifiers, they are called voltage amplifiers. Fig-1 is a block diagram of a simple audio amplifier. The microphone produces a very small signal, in the millivolt range. The first two stages amplify this audio signal, and it becomes larger. The last stage produces a much larger signal. It is called a power amplifier.

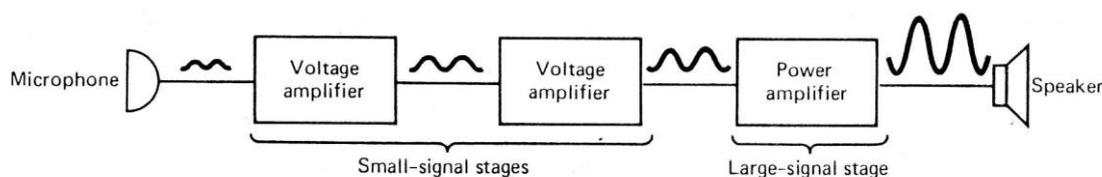


Fig-1 Block diagram of an amplifier

A power amplifier is designed for good power gain. It must handle large voltage and current swings. These high voltages and currents make the power high. It is very important to have good efficiency in a power amplifier. An efficient power amplifier delivers the most signal power for the dc power it takes from the supply. Look at Fig. 8-2. Note that the job of the power amplifier is to change dc power into signal power. Its efficiency is given by

$$\% \text{ Efficiency} = [\text{signal power output} / \text{dc power input}] \times 100 \quad \dots\dots \quad (1)$$

The power amplifier of Fig-2 produces 8 W of signal power output. Its power supply develops 16V and the amplifier draws 1 A. The dc power input to the amplifier is

$$P = V \times I = 16 \times 1 = 16 \text{ W}$$

The efficiency of the amplifier is

$$\% \text{ Efficiency} = [8 \text{ watt} / 16 \text{ watt}] \times 100 = 50\%$$

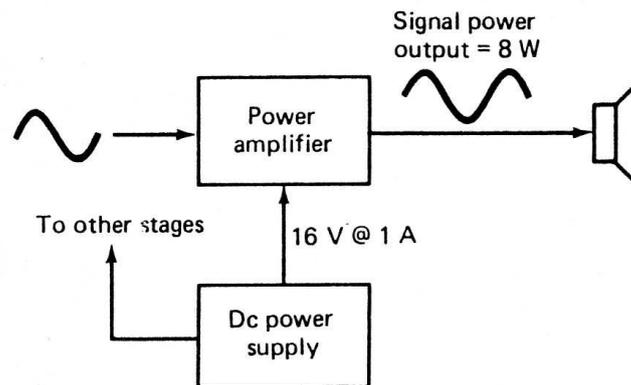


Fig-2 Comparing the output signal to the dc power input.

Efficiency is very important in high-power systems. For example, assume that 100 W of audio power is required in a music amplifier. Also assume that the power amplifier is only 10 percent efficient. What kind of a power supply would be required ? The power supply would have to deliver 1000 W to the amplifier ! A 1000-W power supply is a large, heavy, and expensive item. Heat would be another problem in this music amplifier. Of the 1000-W input, 900 W would become heat. This system would probably need a cooling fan.

All the amplifier circuits discussed to this point have been class A. Class A amplifiers operate at the center of the load line. Refer to Fig-3. The operating point is class A. This gives the best possible output swing. The output signal is a good replica of the input signal. This means that distortion is low. This is the greatest advantage of class A operation.

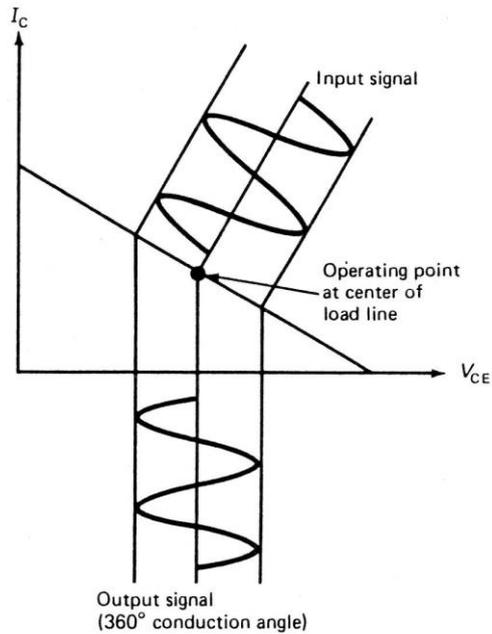


Fig-3 Class A operating point

Fig-4 shows another class of operation. The operating point is at cutoff on the load line. This is done by applying zero bias across the base-emitter junction of the transistor. Zero bias means that only half the input signal will be amplified. Only that half of the signal which can turn on the base-emitter diode will produce any output signal. The transistor conducts for half of the input cycle. A class B amplifier is said to have a conduction angle of 180°. Class A amplifiers conduct for the entire input cycle. They have a conduction angle of 360°.

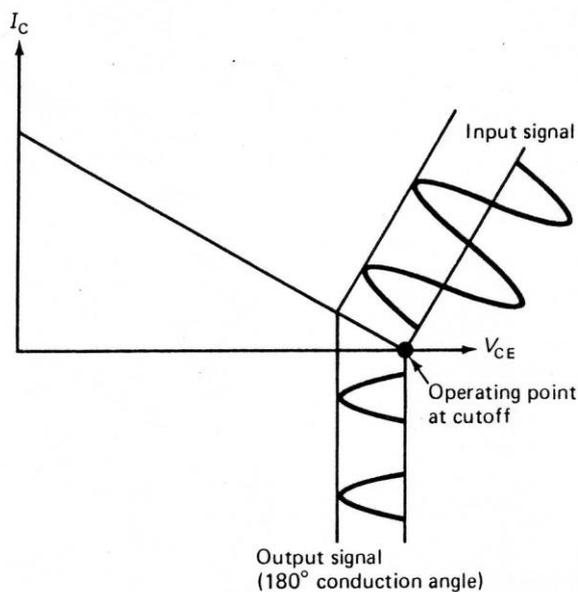


Fig-4 Class B operating point

What is to be gained by operating in class B ? Obviously, we have a distortion problem that was not present in class A. In spite of the distortion, class B is useful because it gives better efficiency. Biasing an amplifier at cutoff saves power.

Class A wastes power. This is especially true at very low signal levels. The class A operating point is in the center of the load line. This means that about half the supply voltage is dropped across the transistor. The transistor is conducting half the saturation current. This voltage drop and current produce a power loss in the transistor. This power loss is constant in class A. There is a drain on the power supply even if no signal is being amplified.

The class B amplifier operates at cutoff. The transistor current is zero. Zero current means 0 W. There is no drain on the supply until a signal is being amplified. The larger the amplitude of the signal, the larger the drain on the supply. The class B amplifier eliminates the fixed drain from the power supply and is therefore more efficient.

The better efficiency of class B is very important in high-power applications. Some of the distortion can be eliminated by using two transistors: each will amplify half the signal. Such circuits are a bit more complicated, but the improved efficiency is worth the effort.

Table 11-1 Summary of Amplifier Classes

	Class A	Class AB	Class B	Class C
Efficiency	50 %	between classes A and B	78.5 %	100 %
Conduction angle	360°	between classes A and B	180°	small (approx. 90°)
Distortion	low	moderate	high	extreme
Bias (emitter-base)	forward (center of load line)	forward (near cutoff)	zero (at cutoff)	reverse (beyond cutoff)
Applications	Practically all small-signal amplifiers. A few moderate power amplifiers in audio applications.	High-power stages in both audio and radio-frequency applications.	High-power stages generally not used in audio applications due to distortion.	Generally limited to radio-frequency applications. Tuned circuits remove much of the extreme distortion.

There are also class AB and class C amplifiers. Again, it is a question of bias. Bias controls the operating point, the conduction angle, and the class of operation. Table 11-1 summarizes the important features of the various amplifier classes. Study this table now and refer to it after completing later sections in this chapter.

It is easy to become confused when studying amplifiers for the first time. There are so many categories and descriptive terms. Table 11-2 has been prepared to help you organize your thinking. You may sometimes wish to refer to this table.

Table 11-2 Amplifier Characteristics

	Explanations and Examples
Voltage amplifiers	Voltage amplifiers are small-signal amplifiers. They can be found in early stages in the signal system. They are often designed for good voltage gain. An audio preamplifier would be a good example of a voltage amplifier.
Power amplifiers	The power amplifiers are large-signal amplifiers. They can be found late in the signal system. They are designed to give power gain and reasonable efficiency. The output stage of an audio amplifier would be a good example of a power amplifier.
Configuration	The configuration of an amplifier tells how the signal is fed to and taken from the amplifying device. For bipolar transistors, the configurations are common-emitter, common-collector, and common-base. For field-effect transistors, the configurations are common-source, common-drain, and common-gate.
Coupling	How the signal is transferred from stage to stage. Coupling can be capacitive, direct, or transformer.
Applications	Amplifiers may be categorized according to their use. Examples are audio amplifiers, video amplifiers, RF amplifiers, dc amplifiers, band-pass amplifiers, and wide-band amplifiers.

Classes	This category refers to how the amplifying device is biased. Amplifiers can be biased for class A, B, AB, or C operation. Voltage amplifiers are usually biased for class A operation. For improved efficiency, power amplifiers may use class B, AB, or C operation.
---------	---

11.2. Penguat Daya Kelas A

The class A power amplifier operates near the center of the load line. It is not highly efficient, but it does offer low distortion. It is also the most simple design. Fig-5 shows a class A power amplifier. We will use a load line to see how much signal power can be produced. The load line will be set by the supply voltage V_{CC} and the saturation current,

$$I_C = V_{CC} / R_{load} = \frac{16V}{80\text{ohm}} = 0.2 \text{ A, or } 200 \text{ mA}$$

The load line will run from 16 V on the horizontal axis to 200 mA on the vertical axis. Next, we must find the operating point for the amplifier. Solving for the base current, we get,

$$I_B = \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{16}{16 \times 10^3} = 1 \text{ mA}$$

The transistor has a β of 100. The collector current will be,

$$I_C = \beta \times I_B = 100 \times 1 = 100 \text{ mA}$$

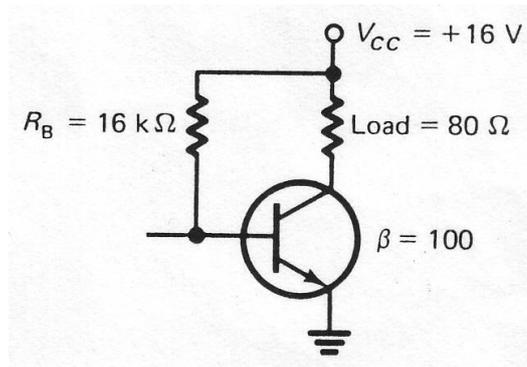


Fig-5 Class A power amplifier

The load line can be seen in Fig-6 with the 100-mA operating point. The amplifier can be driven to the load-line limits before clipping occurs. The maximum voltage swing will be 16 V peak-to-peak. The maximum current swing will be 200 mA peak-to-peak. Both of these maximums are shown in Fig-6.

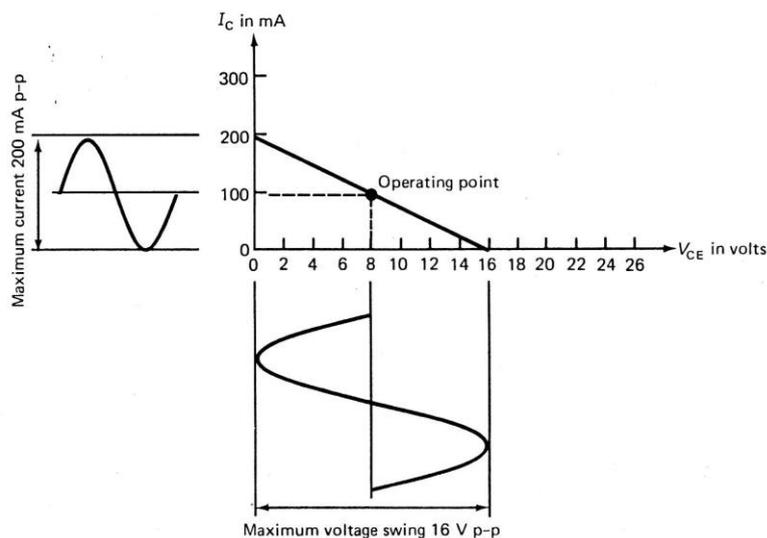


Fig-6 Class A power amplifier

We now have enough information to calculate the signal power. The peak-to-peak values must be converted to rms values. This is done by,

$$V_{\text{rms}} = [V_{\text{p-p}} / 2] \times 0.707 = 16 / 2 \times 0.707 = 5.66 \text{ V}$$

Next, the rms current is

$$I_{\text{rms}} = [I_{\text{p-p}} / 2] \times 0.707 = 200 / 2 \times 0.707 = 70.7 \text{ mA}$$

Finally, the signal power will be given by

$$P = V \times I = 5.66 \times 70.7 \times 10^{-3} = 0.4 \text{ W}$$

The maximum power (sine wave) is 0.4 watt.

How much dc power is involved in producing this signal power? The answer is found by looking at the power supply. The supply voltage is 16 V. The current taken from the supply must also be known. The base current is small enough to ignore. The average collector current is 100 mA.

Therefore, the average power is

$$P = V \times I = 16 \times 100 \times 10^{-3} = 1.6 \text{ W}$$

The amplifier needs 1.6 W from the power supply to produce a signal power of 0.4 W. The efficiency of the amplifier is

$$\begin{aligned} \% \text{ Efficiency} &= P_{\text{ac}} / P_{\text{dc}} \times 100 = 0.4 / 1.6 \times 100 \\ &= 25\% \end{aligned}$$

The class A amplifier shows an efficiency of 25 percent. This occurs when the amplifier is driven to its maximum output. The efficiency is much less when the amplifier is not driven hard. With no drive, the efficiency drops to zero. An amplifier of this type would be a poor choice for high-power applications. The power supply would have to produce 4 times the required signal power. Three-fourths of this power would be wasted as heat in the load and the transistor. The transistor would probably require a large heat sink.

One reason that the class A amplifier is so wasteful is that dc power is wasted in the load. A big improvement is possible by removing the load from the dc circuit. Fig-7 shows how to do this. The transformer will couple the signal power to the load. No dc current flow will appear in the load. Transformer coupling will allow the amplifier to produce twice the signal power.

Fig-7 shows the same supply voltage, the same bias resistor, the same transistor, and the same load as in Fig-5. The only difference is the coupling transformer. The dc conditions are now quite different. The transformer primary will have very low resistance. This means that all the supply voltage will drop across the transistor at the operating point.

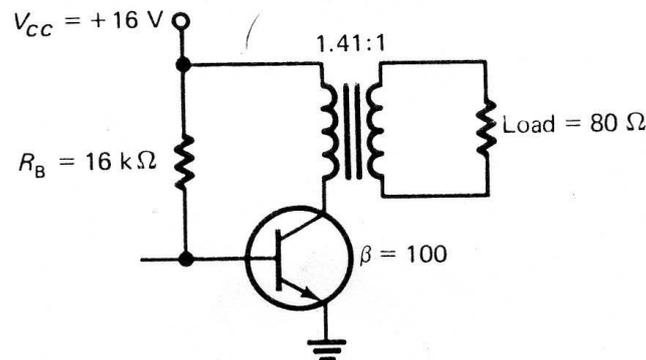


Fig-7 Class A power amplifier with Transformer coupling.

The dc load line for the transformer-coupled amplifier is shown in Fig. 8-8. It is vertical. The operating point is still at 100 mA. This is because the base current and f_t have not changed. The change is the absence of the 80- Ω dc resistance in series with the collector. All the supply voltage now drops across the transistor.

Actually, the load line will not be perfectly vertical. The transformer and even the power supply always have a little resistance. However, the dc load line is very steep. We cannot show any output swing from this load line.

There is a second load line in a transformer-coupled amplifier. It is "the result of the ac load in the collector circuit. It is therefore called the ac load line. The ac load will not be 80 Ω for Fig-7. The transformer is a step-down type. Remember, the impedance ratio is equal to the square of the turns ratio. Therefore, the ac load in the collector circuit will be,

$$AC\ load = (1.41)^2 \times 80 = 160\ \Omega$$

Notice that the ac load line in Fig-8 runs from 32 V to 200 mA. This satisfies an impedance of

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{32}{200 \times 10^{-3}} = 160\ \Omega$$

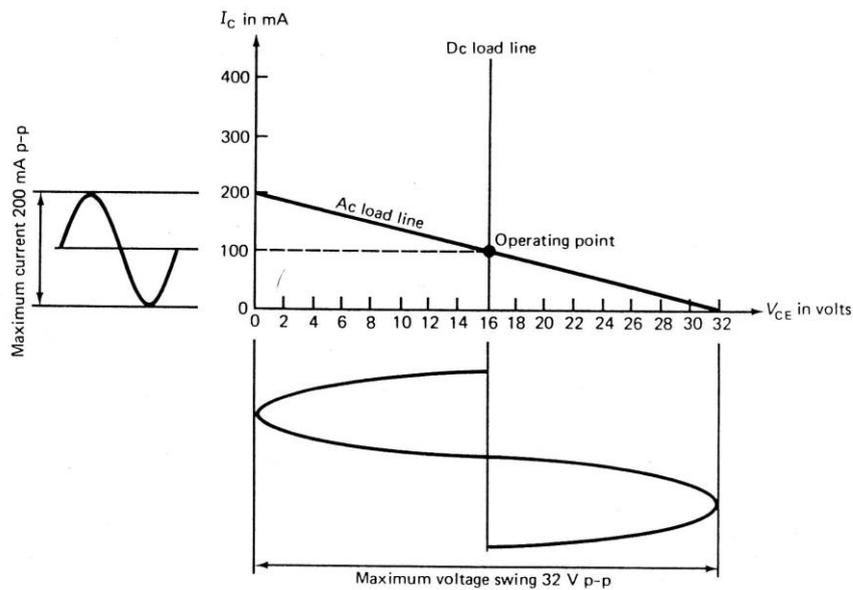


Fig-8 Load line for the transformer-coupled amplifier.

Also notice that the ac load line passes through the operating point. The dc load line and the ac load line must always pass through the same operating point.

How does the ac load line extend to 32 V ? This is twice the supply voltage! There are two ways to explain this. First, it has to extend to 32 V if it is to pass through the operating point and satisfy a slope of 160Ω . Second, a transformer is a type of inductor. When the field collapses, a voltage is generated. This voltage adds in series with the supply voltage. Thus, V_{CE} can swing to twice the supply voltage in a transformer-coupled amplifier.

Compare Fig-8 with Fig-6. The output swing doubles with transformer coupling. It is safe to assume the output power also doubles. The dc power has not changed. The supply voltage is still 16 V, and the average current is still 100 mA. Transformer-coupling the class A amplifier has given us twice as much signal power for the same dc power input. The efficiency of the transformer-coupled amplifier is

$$\begin{aligned} \% \text{ Efficiency} &= P_{ac} / P_{dc} \times 100 = 0.8 / 1.6 \times 100 \\ &= 50\% \end{aligned}$$

Remember, however, that this efficiency is reached only at maximum signal level. The efficiency is much less for smaller signals.

Now, an efficiency of 50 percent is not too bad. This makes the class A power amplifier attractive for medium power applications (up to 5 W or so). However, the transformer can be an expensive component. For example, in a high-quality audio amplifier, the output transformer may cost more than all the other amplifier parts combined! So for high-power and high-quality amplifiers, something other than class A may be a better choice.

The examples used have ignored some losses. First, we have ignored the saturation voltage across the transistor. In actual practice, the signal cannot swing down to 0 V. A power transistor might show a saturation of 0.7 V. This would have to be subtracted from the output swing. Second, we ignored transformer loss in the transformer-coupled amplifier. Transformers are not 100 percent efficient. Small, inexpensive transformers may be only 75 percent efficient at low audio frequencies. The calculated efficiencies of 25 and 50 percent are theoretical maximums. They are not realized in actual circuits.

Another problem with the class A circuit is the fixed drain on the power supply. Even when no signal is being amplified, the drain on the supply is fixed at 1.6 W. Most power amplifiers must handle signals that change in level. An audio amplifier, for example, will handle a broad range of volume levels. The class A amplifier will show a very poor efficiency when the signal is small.

11.3. Penguat Daya Kelas-B

The class B amplifier is biased at cutoff. No current will flow until an input signal provides the bias to turn on the transistor. This eliminates the large fixed drain on the power supply. The efficiency is much better. Only half the input is amplified, however. This produces extreme distortion. A single class B transistor would not be useful in audio work. The sound would be horrible.

Two transistors can be operated in class B. One can be arranged to amplify the positive-going portion of the input. The other will amplify the negative-going portion. Combining the two halves, or portions, will reduce much of the distortion. Two transistors operating in this way are said to be in push-pull.

Fig-9 shows a class B push-pull power amplifier. Two transformers are used. Transformer T_1 is called the driver transformer. It provides Q_1 and Q_2 with signal drive. Transformer T_2 is called the output transformer. It combines the two signals and supplies the output to the load. Notice that both transformers are center-tapped.

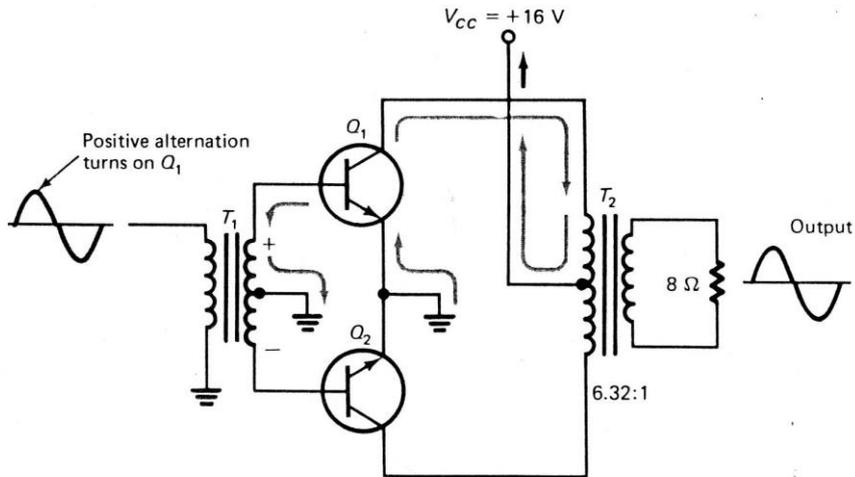


Fig-9 Class B push-pull power amplifier With Q_1 turned on.

With no signal input, there will not be any current flow in Fig-9. Both Q_1 and Q_2 are cut off. There is no dc supply to turn on the base-emitter junctions. When the input signal drives the secondary of T_1 as shown, Q_1 is turned on. Current will flow through half of the primary of T_2 . The positive signal alternation appears across the load.

When the signal reverses polarity, Q_1 is cut off and Q_2 turns on. This is shown in Fig-10. Current will flow through half of the primary of T_2 . This time the current is flowing up through the primary. When Q_1 was on, the current was flowing down the primary. This reversal produces the negative alternation across the load. By operating two transistors in push-pull, much of the distortion has been eliminated. The circuit amplifies almost the entire input signal.

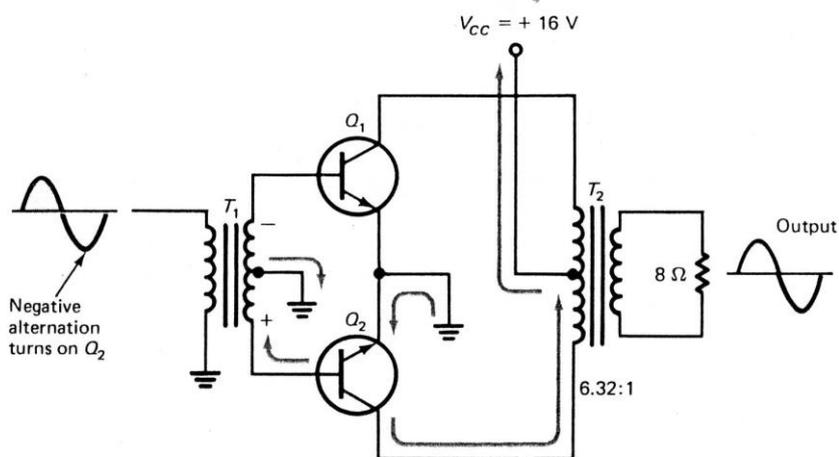


Fig-10 Class B push-pull power amplifier with Q_2 turned on.

We can use graphs to show the output swing and efficiency for the class B push-pull amplifier. Fig-11 shows the dc and ac load lines for the push-pull circuit. The dc load line is vertical. There is very little resistance in the collector circuit. The ac load line is the transformed load in the collector circuit.

Transformer T_2 shows a turns ratio of 6.32 : 1. This turns ratio determines the ac load that will be seen in the collector circuit. Only half the transformer primary is conducting at any time. Therefore, only half the turns ratio will be used to calculate the impedance ratio :

$$\frac{6.32}{2} = 3.16$$

Now, the collector load will be equal to the square of half the turns ratio times the load resistance :

$$AC\ load = (3.16)^2 \times 8 = 80\ \Omega$$

Each transistor sees an ac load of 80 Ω . The load line of Fig-11 runs from 16 V to 200 mA. This satisfies a slope of 80 Ω :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{16}{0.2} = 80\ \Omega$$

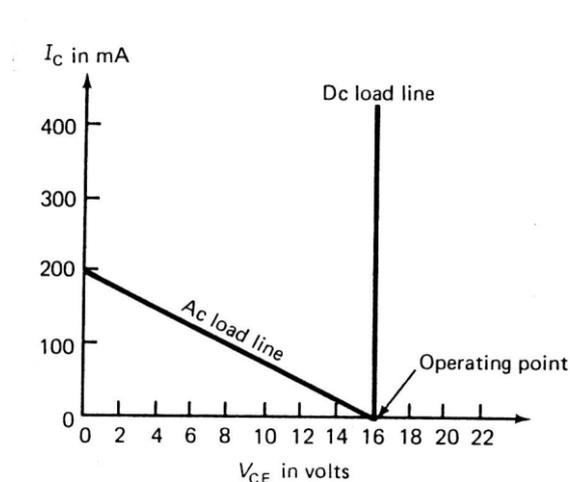


Fig-11 Load lines for the class B amplifier.

Fig-11 is correct but will show only one transistor. There is a better way to plot the graph of a push-pull circuit.

Fig-12 shows the graph for push-pull operation. This allows the entire output swing to be shown. The output voltage swings 32 V peak-to-peak. This must be converted to an rms value :

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_{p-p}}{2} \times 0.707 = 32 / 2 \times 0.707 = 11.31 \text{ V}$$

Next, the rms current is

$$I_{\text{rms}} = \frac{I_{p-p}}{2} \times 0.707 = 400 / 2 \times 0.707 = 141.4 \text{ mA}$$

Finally, the signal power is

$$P = V \times I = 11.31 \times 141.4 \times 10^{-3} = 1.6 \text{ W}$$

To find the efficiency of the class B push-pull circuit, we will need the dc input power. The supply voltage is 16V. The supply current varies from 0 to 200 mA. As in class A, the average collector current is what we need :

$$I_{\text{av}} = I_p \times 0.636 = 200 \times 0.636 = 127.2 \text{ mA}$$

The average input power is

$$P = V \times I = 16 \times 127.2 \times 10^{-3} = 2.04 \text{ W}$$

Our amplifier takes 2.04 W from the supply to give a signal output of 1.6 W. The efficiency is

$$\begin{aligned} \% \text{ Efficiency} &= P_{\text{ac}} / P_{\text{dc}} \times 100 = 1.6 / 2.04 \times 100 \\ &= 78.5\% \end{aligned}$$

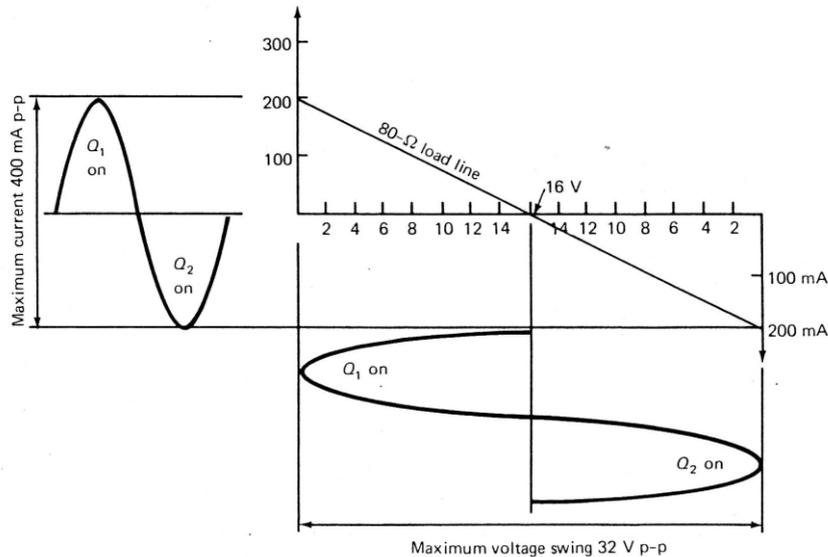


Fig-12 Load lines for push-pull operation

The best efficiency for class A is 50 percent. The best efficiency for class B is 78.5 percent. This is a good improvement and makes the class B push-pull circuit attractive for high-power applications. For smaller signals, the class B amplifier takes less from the power supply. This means that its efficiency does not fall off as it did for class A. Thus, the improvement in class B is even more noticeable at smaller signal levels.

Class A power transistors need a high wattage rating. The reason is the poor efficiency of the transistor and the fact that it is always on. For example, to build a 100-W class A amplifier, the transistor will need at least a 200-W rating. This is based on

$$\begin{aligned} \% \text{ Efficiency} &= P_{ac} / P_{dc} \times 100 = 100 / 200 \times 100 \\ &= 50\% \end{aligned}$$

Look at the above equation: 200 W goes into the transistor; 100 W comes out as signal power. The 100 W lost heats the transistor. What if the signal input is zero? The signal output is zero, yet 200 W still goes into the transistor. All 200 W is lost as heat in the transistor.

The wattage rating needed for class B is only one-fifth that needed for class A. To build a 100-W amplifier requires 200 W in class A. In class B,

$$\frac{200}{5} = 40 \text{ watt}$$

Two 20-W transistors operating in push-pull would handle it. Two 20-W transistors cost much less than one 200-W transistor. This is a great advantage of class B over class A.

The size of the heat sink is another factor. A transistor rating is based on some safe temperature. In high-power work, the transistor is mounted on a device which carries off the heat. A class B design will need only one-fifth the heat sink capacity for a given amount of power.

There is a very strong case for using class B in high-power work. However, there is still too much distortion for some applications. The push-pull circuit eliminates quite a bit of distortion, but some remains. The problem is called *crossover distortion*.

The base-emitter junction of a transistor behaves much as a diode. It is very nonlinear near the turn-on point. Fig-13 shows the characteristic curve for a typical silicon diode. Note the curvature near the 0.6-V forward-bias region. As one transistor is turning off and the other is coming on in a push-pull design, this curvature distorts the output signal.

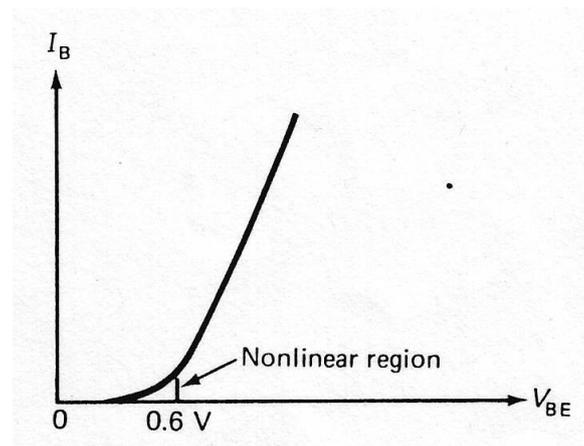


Fig-13 Characteristic curve for a silicon PN junction.

The effect of crossover distortion on the output signal is seen in Fig-14(a). It happens as the signal is crossing over from one transistor to the other. Crossover distortion is very noticeable when the signal is small. As shown in Fig-14(b), the distortion is less noticeable for large signals. This can be a valuable clue when troubleshooting.

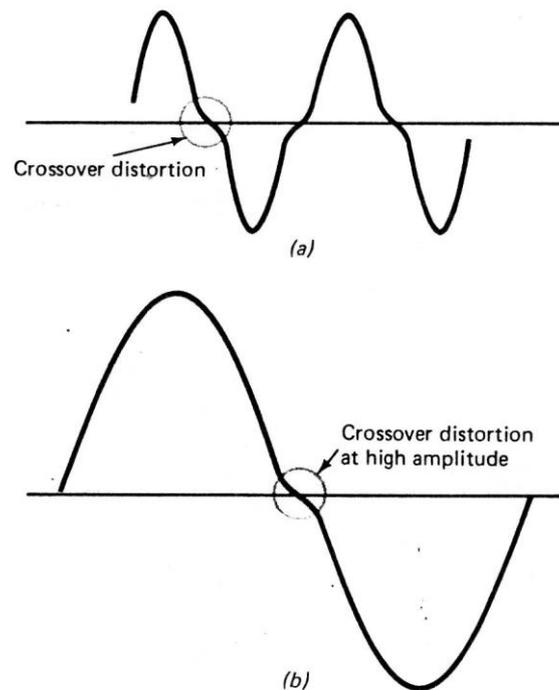


Fig-14 Crossover distortion in the output signal.

11.4. Penguat Daya Kelas-AB

The solution to the crossover distortion problem is to provide some forward bias for the base-emitter junctions. The forward bias will prevent the base-emitter voltage V_{BE} from ever reaching the nonlinear part of its curve. This is shown in Fig-15. The forward bias is small and results in a class AB amplifier. It has characteristics between class A and class B. The operating point for class AB is shown in Fig-16. Note that class AB operates near cutoff.

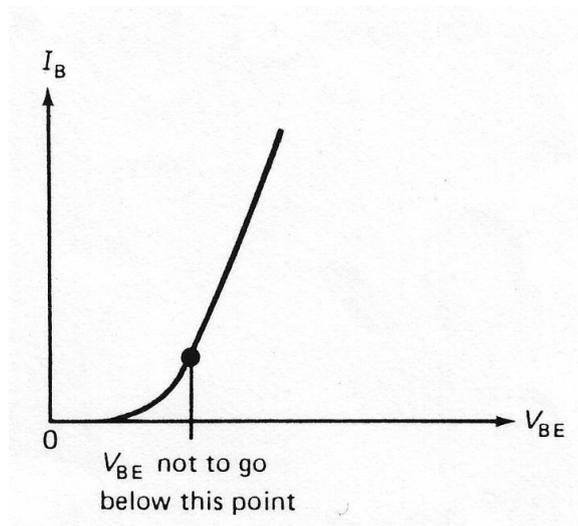


Fig-15 Minimum value of V_{BE} to prevent crossover distortion.

Fig-17 is a class AB push-pull power amplifier. Resistors R_1 and R_2 form a voltage divider to forward-bias the base-emitter junctions. The bias current flows through both halves of the secondary of T_1 . Capacitor C_1 grounds the center tap for ac signals. It prevents R_2 from loading the drive signal.

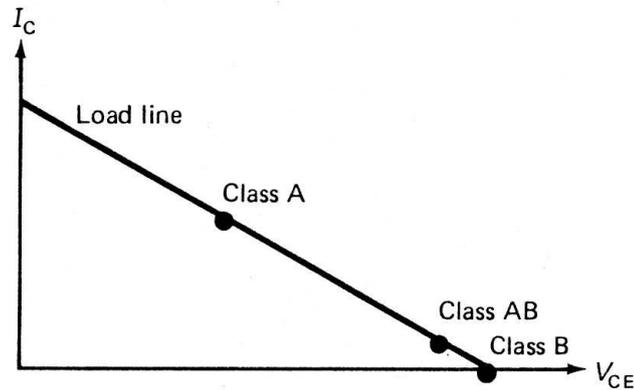


Fig-16 Class AB operating point

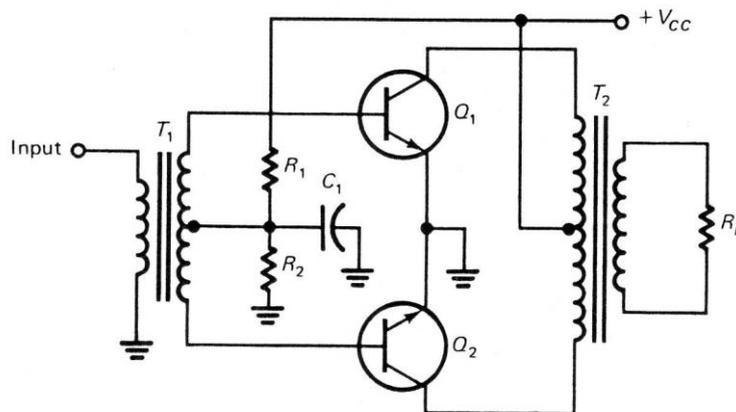


Fig-17 Class AB push-pull power amplifier.

A class AB amplifier will not have as high an efficiency as a class B amplifier. Its efficiency will be better than that of a class A design. It is a compromise design to achieve minimum distortion and reasonable efficiency. It is the most popular class for high-power audio work. Amplifiers such as the one shown in Fig-17 are popular in portable radios and tape recorders.

The one big problem in this circuit is the transformers. For high-power and high-quality work, the transformers will be too expensive. The transformers, however, can be eliminated.

Driver transformers can be eliminated by using a combination of transistor polarities. A positive-going signal applied to the base of an NPN transistor tends to turn it on. A positive going signal applied to the base of a PNP transistor tends to turn it off. This means that push-pull operation can be obtained without a center-tapped transformer.

Output transformers can be eliminated by using a different amplifier configuration. The emitter-follower (common-collector) amplifier is noted for its lower output impedance. This allows good matching to low-impedance loads such as loudspeakers.

Fig-18 shows an amplifier design that eliminates the transformers. Transistor Q_1 is an NPN transistor, and Q_2 is a PNP transistor. Push-pull operation will be obtained without a center-tapped driver transformer. Notice that the load is capacitively coupled to the emitter leads of the transistors. The transistors are operating as emitter followers.

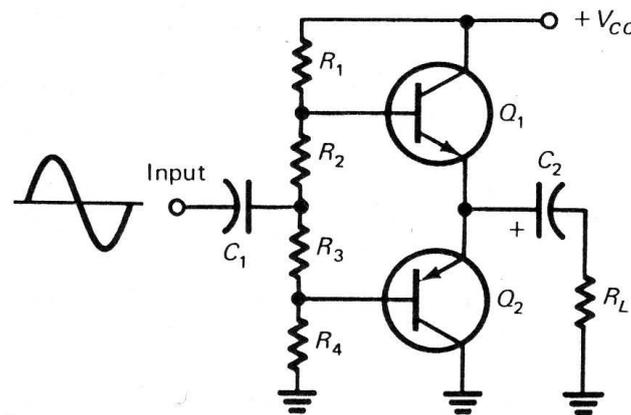


Fig-18 A complementary symmetry amplifier.

The circuit of Fig-18 is known as a *complementary symmetry amplifier*. The transistors are complements. One is an NPN, and the other is a PNP. The curves in Fig-19 show the symmetrical characteristics of NPN and PNP transistors. Good matching of characteristics is important in the complementary symmetry amplifier. For this reason, transistor manufacturers offer NPN-PNP pairs having good symmetry.

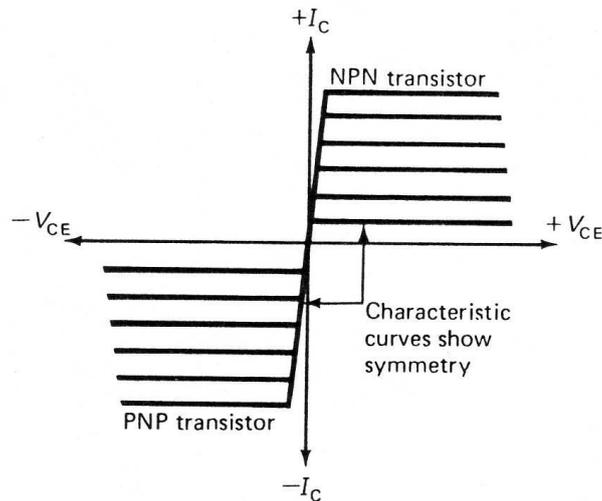


Fig-19 NPN-PNP symmetry

Fig-20 follows the output signal in a complementary symmetry amplifier when the input signal goes positive. Transistor Q_1 , the NPN transistor, is turned on. Transistor Q_2 , the PNP transistor, is turned off. Current flows through the load, through C_2 , and through Q_1 into the power supply. This current charges C_2 as shown. Notice that there is no phase inversion in the amplifier. This is to be expected in an emitter follower.

When the input signal goes negative, the signal flow is as shown in Fig-21. Now Q_1 is off and Q_2 is on. This causes C_2 to discharge as shown. Again, the output is in-phase with the input. Capacitor C_2 is usually a large capacitor (1000 μF or so). This is necessary for good low-frequency response with low values of R_L .

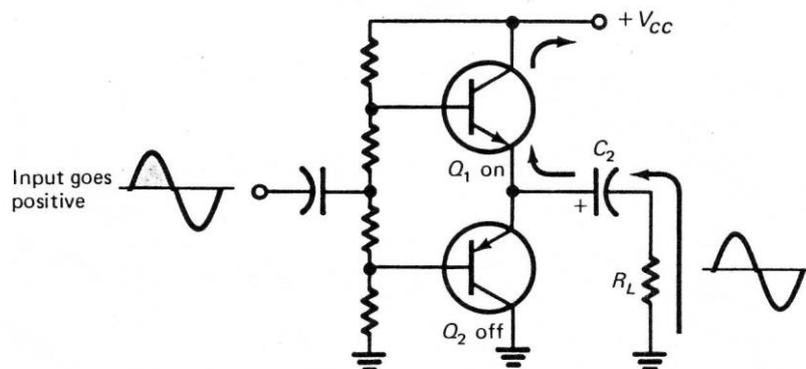


Fig-20 A positive-going signal in a complementary symmetry amplifier.

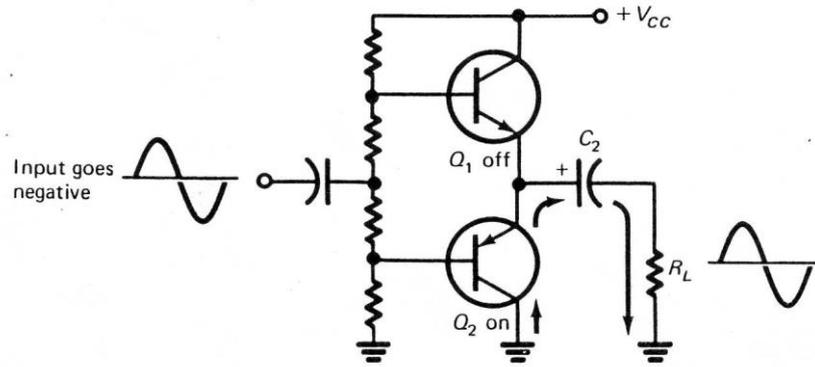


Fig-21 A negative-going signal in a complementary symmetry amplifier.

Daftar Pustaka

1. Schilling, Donald L, et all; **Electronic Circuits-Discrete and Integrated**, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., Tokyo, 1979.
2. Schuler, Charles A.; **Electronics-Principles and Applications**, Second Edition, Singapore, 1987.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Penguat Sinyal Besar

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

12

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Penguat sinyal besar ini berada pada tahap akhir satu amplifier, dimana parameter yang menjadi perhatian kemudian adalah efisiensi penguat. Efisiensi merupakan hal yang penting bila berbicara soal sinyal besar yang diperlukan. Akan ditunjukkan dalam pembahasan, bahwa efisiensi berhubungan erat dengan bagaimana penguat tersebut diberikan prategangan (*bias voltage*). Akan ternyata bahwa efisiensi tersebut dapat diperbaiki dengan menggeser titik kerja penguat dari tengah-tengah garis beban

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari beberapa macam kelas penguat

PENGUAT SINYAL BESAR

Proses modulasi adalah proses menumpangkan sinyal informasi ke gelombang pem-bawa (*carrier wave*) yang umumnya RF (radio frequency) dan sinusoidal. Menumpang-kan berarti mempengaruhi parameter yang ada pada sinyal RF, sehingga berubah-ubah sesuai dengan sinyal informasi tersebut. Prosesnya sendiri terjadi pada modulator.

Sesuai dengan jenis parameter gelombang pembawa yang dipengaruhi, maka jenis modulasinya sesuai dengan parameter tersebut. Bila amplitudonya yang dipengaruhi, maka jenis modulasinya adalah AM (*amplitude modulation*). Apabila sekarang yang dipengaruhi adalah frekuensi gelombang pembawa, maka jenis modulasinya adalah FM (*frequency modulation*). Dan bila itu terjadi pada fasa gelombang pembawa, maka modulasinya adalah PM (*phase modulation*). Ketiga parameter tersebut dalam persa-maan gelombang ditunjukkan pada persamaan berikut,

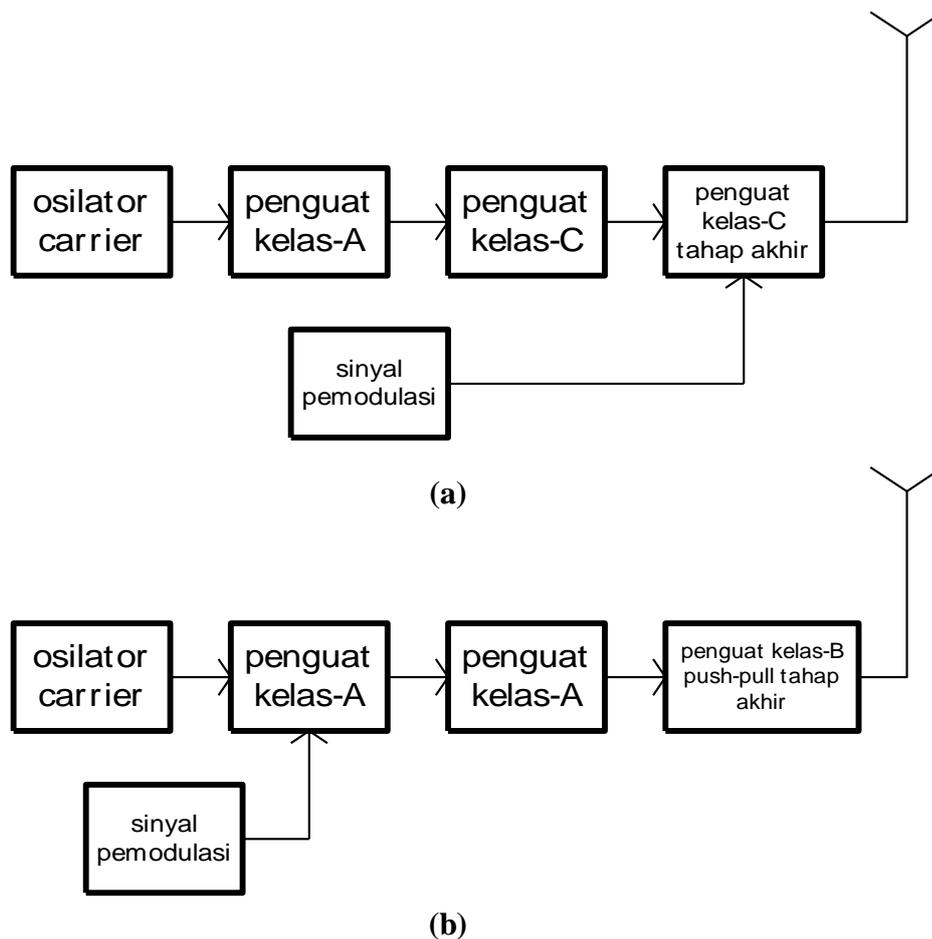
$$e_c = E_c \cos (\omega t + \theta)$$

The diagram shows the equation $e_c = E_c \cos (\omega t + \theta)$ with three lines pointing from the terms below to the corresponding parts of the equation: 'amplitudo' points to E_c , 'frekuensi' points to ω , and 'fasa' points to θ .

Modulasi AM maupun FM banyak digunakan di bidang penyiaran dan komunikasi *point-to-point*, navigasi laut maupun udara. Sementara modulasi PM banyak digunakan di bidang digitalisasi sinyal, yaitu sinyal informasinya berbentuk digital (*bit stream*).

Dalam penerapan pada sistem telekomunikasi, jenis modulasi tersebut di atas dikem-bangkan dari bentuk dasarnya, misalnya, SSB (*single side band*), VSB (*vestigial side band*), ISB (*independent side band*) yang diturunkan dari sistem AM standard.

Terdapat dua cara modulasi yang dilakukan, yaitu, modulasi daya rendah (*low level modulation*) dan modulasi daya tinggi (*high level modulation*). Modulasi daya rendah diterapkan bila proses modulasi dilakukan pada gelombang pembawa yang masih rendah level dayanya, misalnya pada level sekitar beberapa *miliwatt*. Sementara modu-lasi daya tinggi dilakukan pada tahapan dimana level daya *carrier* sudah mencapai beberapa *puluh watt*. Kedua jenis cara modulasi tersebut ditunjukkan diagram bloknnya pada Gbr-1.



Gbr-1 Jenis level modulasi :

(a) modulasi daya tinggi, (b) modulasi daya rendah.

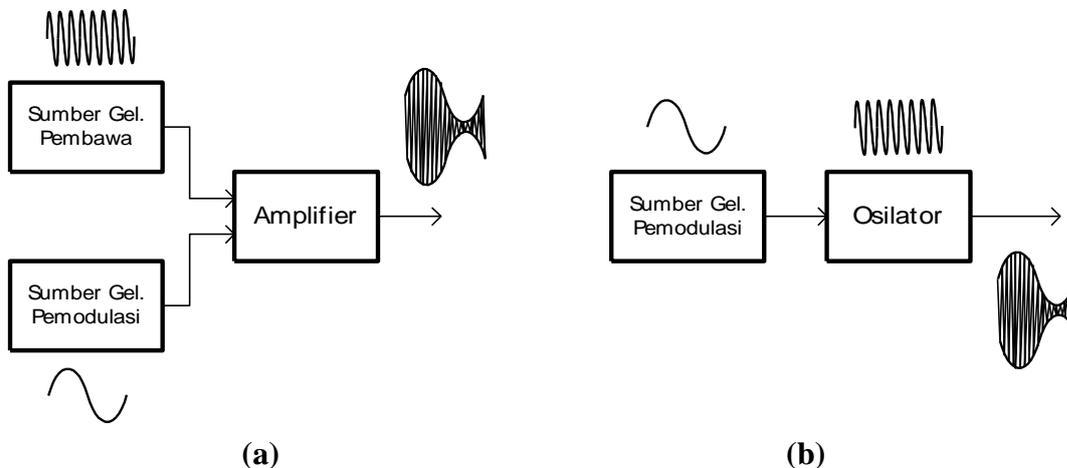
Penggunaan penguat kelas-C pada modulasi daya tinggi dimaksudkan, untuk mendapatkan efisiensi daya yang besar pada sistem tersebut. Sementara level daya sinyal pemodulasi juga pada tahap level yang cukup setara dengan daya sinyal *carrier*, sehingga mempunyai ratio yang sesuai dengan derajat modulasi yang dikehendaki. Modulasi jenis ini banyak diterapkan pada sistem *broadcasting* seperti sistem pemancar radio AM-SW (*short wave*) yang saat ini mulai mengalami penggantian di banyak negara.

Sementara pada sistem modulasi daya rendah, biasanya titik modulasi diberikan pada tahap frekuensi IF seperti pada sistem pemancar televisi, yang dalam hal ini sebesar 33,4 MHz untuk *sound*, dan 38,5 MHz untuk *vision*. Selanjutnya, untuk penguatan sinyal sampai ke level pemancaran digunakan penguat kelas-A. Tahap-tahap penguatan dilakukan setelah dilakukan proses translasi ke frekuensi kanal. Penggunaan penguat kelas-A disini

dimaksudkan, untuk mendapatkan *linieritas* penguat walaupun akhirnya efisiensinya menurun dibandingkan dengan penguat kelas-C. Tahap akhir merupakan penguat kelas-B yang dirangkai sebagai penguat *push-pull* seperti terlihat pada Gbr-1(b).

12.1. Modulator AM

Terdapat dua cara untuk melakukan modulasi AM, yaitu, *amplifier modulation* dan *oscillator modulation*, yang masing-masing mempunyai diagram blok seperti ditunjukkan pada Gbr-2. Sesuai dengan definisi modulator di atas, maka yang disebut sebagai modulator, pada cara yang pertama adalah, amplifiernya. Sementara modulator pada metoda yang kedua adalah, osilatornya sendiri.



Gbr-2 Metoda modulasi AM :

(a) amplifier modulation, (b) oscillator modulation.

Seperti disebutkan di atas, bahwa proses modulasi amplitudo terjadi bila parameter gelombang pembawa, yaitu amplitudonya dipengaruhi nilainya oleh sinyal pemodulasi. Untuk penyederhanaan, sinyal pemodulasi (*modulating signal*) diambil berbentuk si-nusoidal, sehingga masing-masing dua sinyal yang tersebut mempunyai persamaan sbb.

Sinyal pemodulasi,
$$e_m = E_m \cos \omega_m t$$

Sinyal pembawa (*carrier*),
$$e_c = E_c \cos(\omega_c + \vartheta)t$$

Sehingga bentuk sinyal gelombang yang telah termodulasi adalah,

$$\begin{aligned}
 e &= (E_c + E_m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \\
 &= E_c (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \quad \dots\dots\dots (12-1)
 \end{aligned}$$

dimana,

$$m = E_m / E_c = \text{derajat modulasi AM} \quad \dots\dots\dots (12-2)$$

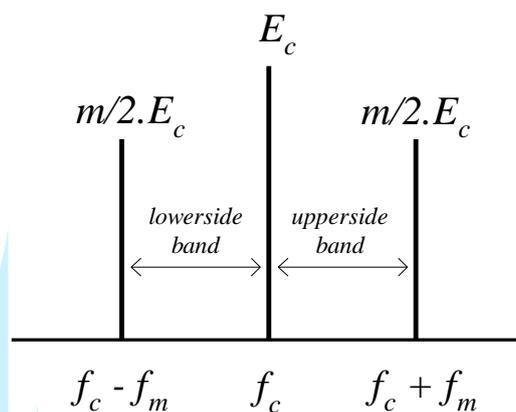
serta ϑ diambil sama dengan nol sebagai syarat awal, karena tidak berpengaruh pada proses modulasi AM. Selanjutnya, dengan rumus trigonometri untuk perkalian cosinus, maka persamaan (12-1) dapat diselesaikan menjadi,

$$e = E_c \cos \omega_c t + E_m / 2. \cos(\omega_c + \omega_m)t + E_m / 2. \cos(\omega_c - \omega_m)t$$

atau,

$$e = E_c \cos \omega_c t + m / 2. E_c \cos(\omega_c + \omega_m)t + m / 2. E_c \cos(\omega_c - \omega_m)t \quad \dots (12-3)$$

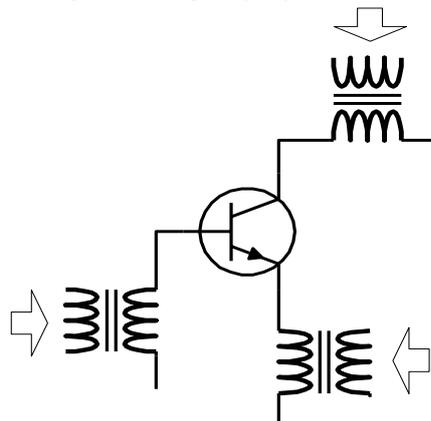
Terlihat pada persamaan (12-3) tersebut, bahwa setelah proses modulasi, dihasilkan dua frekuensi baru (*heterodyne action*), yaitu, $(\omega_c + \omega_m)$ dan $(\omega_c - \omega_m)$. Masing-masing frekuensi itu adalah *upper side frequency* dan *lower side frequency* yang mengandung informasi, yaitu, ω_m . Kedua sinyal dengan frekuensi *upper* dan *lower* tersebut berada di kanan dan kiri sinyal pembawa seperti ditunjukkan pada spektrum frekuensi Gbr-3, yang masing-masing mempunyai amplitudo sebesar $(m / 2. E_c)$. Dengan adanya dua si-nyal ini, maka daya sinyal modulasi AM (*AM modulated signal*) akan bertambah besar sesuai dengan derajat modulasi, m , yang diberikan.



Gbr-3 Spektrum frekuensi sinyal AM

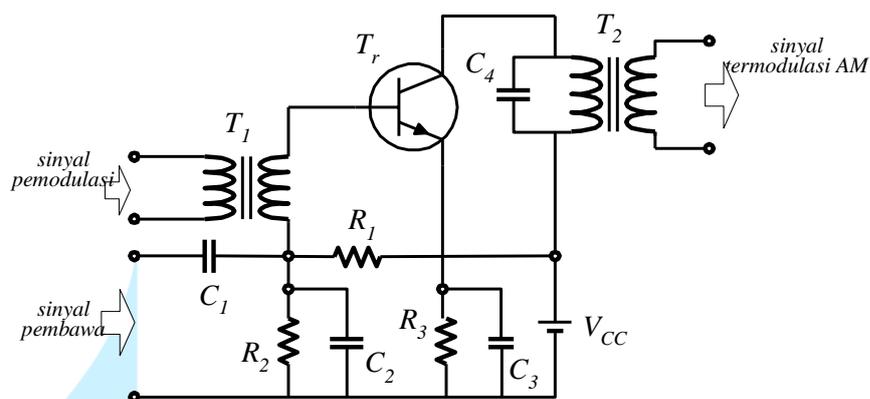
12.1-1. Rangkaian amplifier-modulation

Sesuai dengan diagram blok Gbr-2(a), amplifier yang dimaksudkan adalah sebuah penguat transistor seperti ditunjukkan pada Gbr-4. Sinyal gelombang pembawa di-masukkan melalui basis transistor, sementara sinyal pemodulasi dapat dimasukkan melalui tiga kemungkinan, yaitu basis, emitter, maupun kolektor transistor penguat tersebut seperti ditunjukkan pada Gbr-4. Jalur masuk sinyal pemodulasi tersebut dilakukan melalui kopling induktif, yaitu melalui sebuah trafo yang disebut *trafo modulasi*. Pada dasarnya, pemodulasian itu akan mempengaruhi tegangan catu daya dari batere V_{CC} , baik di lingkaran basis maupun di lingkaran kolektor, yang akan ber-fluktuasi sesuai dengan bentuk gelombang sinyal pemodulasi itu.



Gbr-4 Rangkaian *amplifier-modulation*

Bentuk rangkaian praktis sebuah amplifier modulation ditunjukkan pada Gbr-5. Pada Gbr-5 ditunjukkan bahwa, amplifier berbentuk satu penguat *common-emitter* yang menguatkan sinyal pembawa. Sinyal pemodulasi diinjeksikan ke rangkaian basis melalui sebuah trafo, T_1 .

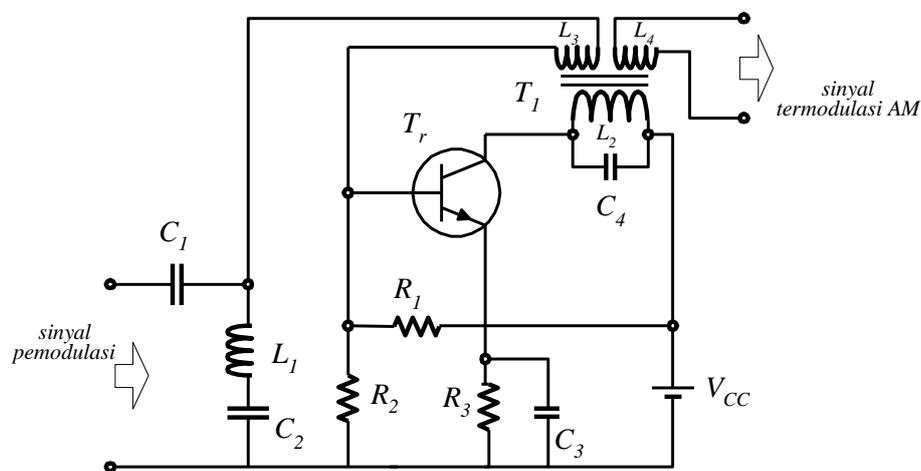


Gbr-5 Rangkaian *amplifier-modulation* dengan base-injection.

Pada dasarnya, sinyal pemodulasi akan mempengaruhi catu tegangan dari batere V_{CC} sehingga akan dapat menggeser titik kerja penguat transistor relatif terhadap titik kerja aslinya yang di 'set' oleh resistor R_1 dan R_2 . Fungsi kapasitor C_2 dan C_3 adalah untuk jalur *bypass* bagi sinyal pembawa. Kumparan primer Trafo T_2 bersama-ma kapasitor C_4 ditala pada frekuensi pembawa, sehingga sinyal keluarannya ada-lah sinyal dengan frekuensi pembawa yang telah termodulasi AM.

12.1-2. Rangkaian oscillator-modulation

Oscillator modulation dilaksanakan dengan memasukan gelombang pemodulasi langsung ke rangkaian osilator, dan output osilator ini sudah merupakan gelombang termodulasi. Gbr-6 menunjukkan cara modulasi yang kedua ini, yaitu dengan satu osilator jenis tickler-coil oscillator. Dalam rangkaian osilator ini, L_2 dan C_4 menentukan besar frekuensi gelombang pembawa, sementara *feedback* positif diperoleh dari kumparan L_3 .



Gbr-6 Rangkaian *oscillator-modulation* dengan osilator tickler-coil.

Pada sisi input, L_1 dan C_2 membentuk suatu *tuned-circuit* seri yang dapat beresonansi pada frekuensi gelombang pembawa, sehingga memberikan impedansi yang rendah (*short circuit*) untuk frekuensi gelombang pembawa tersebut. Sebaliknya bagi gelombang pemodulasi dia merupakan suatu impedansi yang tinggi sehingga tidak memberikan pengaruh pembebanan (*loading effect*) pada sumber gelombang pemodulasi. Seperti juga pada *amplifier-modulation* diatas, perubahan gelombang pemodulasi dirasakan pada prategangan (*bias*) untuk base-emitter. Suatu perubahan kearah pengurangan pada nilai tegangan *bias* tersebut akan

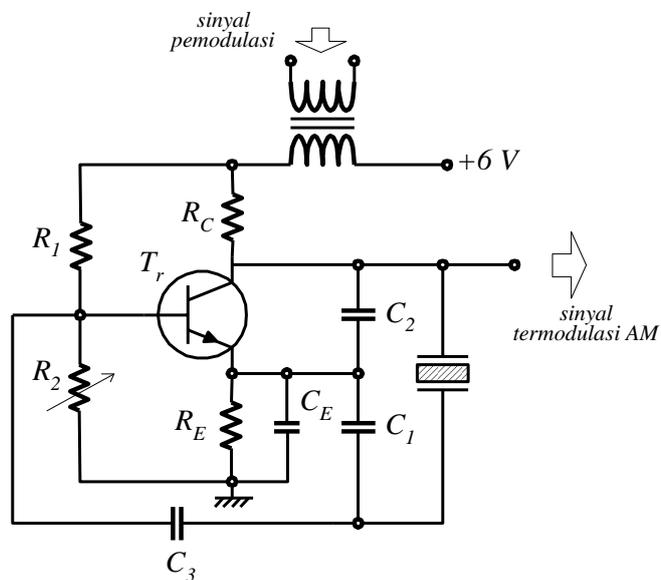
mengurangi *gain* tran-sistor T_r , sehingga mengurangi amplitudo gelombang pembawa. Sebaliknya bila terjadi penambahan besar tegangan *bias*, maka amplitudo gelombang pembawa bertambah. Dengan demikian, output yang diperoleh dari kumparan L_4 sudah merupakan gelombang termodulasi AM.

Berikut ini diuraikan satu contoh soal rancangan satu modulator tipe oscillator-modulation. Osilator dari jenis Colpitts yang menggunakan transistor dengan nilai β tertentu.

Contoh Soal 1. Rancanglah satu modulator dari tipe *oscillator-modulation* yang menggunakan transistor dengan nilai $\beta = 80$ jenis silikon. Osilator akan menghasilkan sinyal dengan frekuensi 1 MHz dengan batere 6 volt dan meng-hasilkan daya minimal 5 mW.

Penyelesaian :

- ✓ Memilih jenis transistor yang sesuai, yaitu yang mempunyai nilai $\beta = 80$, dan mempunyai nilai frekuensi cuttoff, f_T , yang jauh lebih tinggi dari nilai 1 MHz.
- ✓ Jenis osilatornya dipilih dari jenis *Colpitts*, sehingga rangkaiannya adalah sebagai berikut,



Gbr-7 Rangkaian *oscillator-modulation*

- ✓ Dirancang rangkaian osilator mengikuti konfigurasi *self-bias* seperti ditunjukkan pada Gbr-7, dengan faktor stabilitas, $S = 5$, yang sudah cukup memberikan stabilitas titik kerja Q yang dihasilkan.

Diambil, $V_{CQ} = 3,1$ volt, yang ditentukan dari,

$$V_{CQ} = \left(\frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{2} + V_{CEsat} \right) \dots\dots\dots (12-4)$$

dimana V_{CEsat} adalah V_{CE} saturation, yang dapat mempunyai nilai 0,2 volt atau 0,3 volt.

Nilai V_{CEsat} untuk soal ini diambil sebesar 0,2 volt sesuai transistor yang digunakan.

Diambil $I_{CQ} = 3,45$ mA, dari nilai daya yang diminta, yaitu 5 mW ($= P$),

$$P = \frac{V_m \times I_m}{2} \dots\dots\dots (12-5)$$

Dan nilai I_{CQ} tertentu dari nilai I_m tersebut,

Sementara nilai V_m adalah,

$$V_m = \left(\frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{2} \right) \dots\dots\dots (12-6)$$

sehingga, nilai I_{CQ} tertentu sebagai berikut,

$$5 = \frac{V_m \times I_m}{2}, \rightarrow I_{CQ} = I_m = 3,45 \text{ mA}$$

Dari lingkaran kolektor berlaku,

$$V_{CC} = I_C (R_E + R_C) + V_{CQ} \dots\dots\dots (12-7)$$

dimana diambil $R_C = 5 R_E$, sehingga,

$$(R_E + R_C) = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{I_{CQ}} = \frac{6 - 3,1}{3,45} = 0,84 \text{ k}\Omega, \text{ sehingga,}$$

$$R_E = 0,14 \text{ k}\Omega \approx \mathbf{150 \Omega}$$

$$R_C = 0,7 \text{ k}\Omega \approx \mathbf{680 \Omega}$$

Selanjutnya, nilai resistansi rangkaian pengganti Thevenin rangkaian *self-bias*, R_b , adalah,

$$R_b = \frac{\beta \times S \times R_E}{1 + \beta - S} - R_E \quad \dots\dots\dots (12-8)$$

$$= \frac{80 \times 5 \times 0,14}{1 + 80 - 5} - 0,14 = 0,597 \text{ k}\Omega$$

Sedang sumber tegangan pengganti pada rangkaian pengganti Thevenin ter-sebut adalah,

$$V_b = I_B R_b + V_{BE} + (I_C + I_B) \cdot R_E \quad \dots\dots\dots (12-9)$$

$$= I_C / \beta \cdot R_b + V_{BE} + (\beta + 1) / \beta \cdot I_C \cdot R_E$$

$$= (3,45/80) \times 0,597 + 0,7 + (81/80) \times 3,45 \times 0,14$$

$$= 1,215 \text{ volt}$$

Nilai resistansi prategangan rangkaian transistor adalah,

$$R_1 = R_b \times \frac{V_{CC}}{V_b} \dots\dots\dots (12-10)$$

$$= 0,597 \times (6/1,215) = 2,948 \text{ k}\Omega \approx \mathbf{2,7 \text{ k}\Omega}$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot V_b}{V_{CC} - V_b} \dots\dots\dots (12-11)$$

$$= (2,948 \times 1,215) / (6 - 1,215) = 0,749 \text{ k}\Omega$$

Agar memberikan 'setting' titik kerja Q yang tepat, maka resistor R_2 diganti dengan sebuah variable resistor (potensio) yang mempunyai nilai **1 kΩ**.

✓ Menentukan nilai kapasitansi

- Nilai kapasitansi *tank-circuit*, C_1 dan C_2 , dipilih sedemikian sehingga memenuhi syarat osilasi, yaitu persamaan (9-14), dan (9-12),

$$A_{vo} = - \frac{1 + h_{fe}'}{h_{oe}' \times h_{ie}'} \rightarrow A_{vo} = - \frac{1 + 80}{25 \times 10^{-6} \times 1100} = -2945,5$$

$$|A_{vo}| \geq \frac{C_2}{C_1} \rightarrow 2945,5 = \frac{C_2}{C_1}$$

Bila dipilih,

$C_1 = \mathbf{50 \text{ pF}}$, maka

$$C_2 = 147273 \text{ pF} = 0,147273 \text{ }\mu\text{F} \approx \mathbf{0,15 \text{ }\mu\text{F}}$$

- Sedang nilai kapasitansi *bypass* sinyal RF dipilih sedemikian hingga mempunyai nilai impedansi yang rendah bagi sinyal RF. Kapasitansi tersebut adalah C_3 dan C_E yang masing-masing dipilih berbeda nilainya sesuai hubungan,

$$X_{C3} \ll 10 \text{ ohm} \rightarrow C_3 \gg \frac{10^6}{2\pi \times 10^6 \times 10} \mu\text{F} \gg 0,0159 \mu\text{F}$$

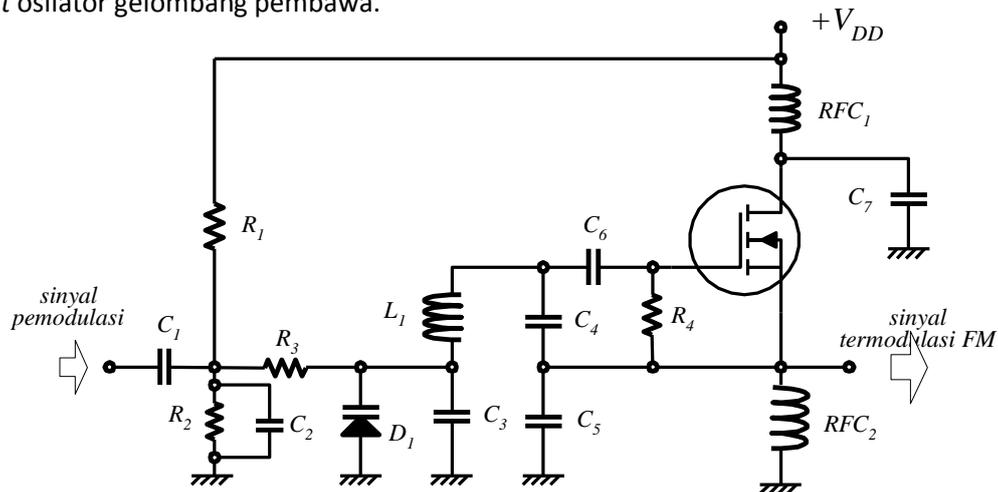
$$\gg 15,9 \text{ nF} \approx \mathbf{47 \text{ nF}}$$

$$X_{CE} \ll R_E \rightarrow C_E \gg \frac{10^6}{2\pi \times 10^6 \times 140} \mu\text{F} \gg 1,137 \text{ nF}$$

$$\approx \mathbf{3,3 \text{ nF}}$$

12.2. Modulator FM

Pada modulator FM, terdapat juga dua cara untuk melakukan modulasi seperti pada modulator AM, yaitu, yang langsung ke rangkaian osilatornya dan satu lagi dengan cara melalui satu amplifier. Karena dalam hal ini frekuensinya yang dikendalikan oleh sinyal pemodulasi, maka pengaruh sinyal pemodulasi tersebut tentu langsung ke bagian penentu frekuensi, yaitu *tank-circuit* osilator gelombang pembawa.



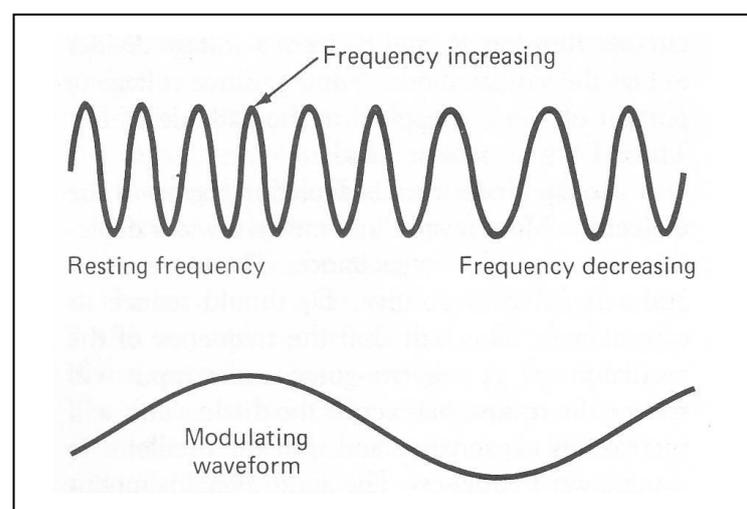
Gbr-8 Rangkaian *oscillator-modulation* FM

Komponen penentu frekuensi adalah L dan C *tank-circuit*, baik jenis osilator *Hartley*, *Colpitts*, maupun *Clapp*. Secara praktis, komponen kapasitor tersebut yang dipengaruhi nilai kapasitansinya. Biasanya nilai kapasitansi variable-nya terpasang paralel dengan kapasitor *tank-circuit*, sehingga menentukan nilai kapasitansi baru bagi *tank-circuit* tersebut.

Rangkaian Gbr-8 menunjukkan satu modulator FM jenis oscillator-modulation, yang menggunakan osilator *Clapp*. Pada Gbr-8 nampak, bahwa *tank-circuit* terbentuk dari L_1 , C_3 , C_4 , dan C_5 . Komponen kapasitor yang dipengaruhi nilai totalnya adalah C_3 , yang merupakan kapasitor nilai kecil dibandingkan nilai C_4 dan C_5 .

Transistor MOSFET diberi prategangan dengan konfigurasi *source-self-bias* seperti Gbr-6(a) Modul-7 melalui resistor R_4 . Sementara resistor R_1 dan R_2 yang membentuk pembagi tegangan, digunakan untuk memberikan *bias* ke dioda varaktor D_1 pada kondisi *reverse-bias*. Serta R_3 digunakan untuk pembatas arus untuk dioda varaktor tersebut. Kapasitor C_1 , C_2 , C_6 dan C_7 , adalah kapasitor penghubung ataupun *bypass* RF. Seperti kapasitor C_2 digunakan untuk memberikan *bypass* terhadap sinyal pemodulasi agar sinyal pemodulasi tidak mengubah *setting reverse-bias* semua untuk dioda varaktor.

Bila sinyal audio pemodulasi meningkat levelnya, maka varaktor makin dibawa ke arah reverse, sehingga kapasitansinya mengecil yang mengakibatkan frekuensi *carrier* meningkat besarnya. Sebaliknya, bila level sinyal pemodulasi menurun levelnya (ke arah polaritas negatif), maka kondisi reverse yang dirasakan varaktor menurun, sehingga kapasitansi varaktor meningkat yang mengakibatkan frekuensi *carrier* mengecil besarnya. Hubungan antara frekuensi sinyal pemodulasi dan frekuensi *carrier* ditunjukkan pada Gbr-9.



Gbr-9 Bentuk gelombang carrier vs sinyal pemodulasi pada modulasi FM

Perancangan rangkaian modulator FM diatas dapat dilakukan bila data transistor MOSFET dan data dioda varaktor diketahui, yaitu dari lembar data komponen bersangkutan. Sedangkan RFC yang berfungsi untuk mencegah sinyal RF melintas ke jalur tersebut seperti ditunjukkan pada gambar, sudah tersedia di pasaran dengan nilai dalam orde *milihenry* (*mH*).

Daftar Pustaka

1. Kennedy, George; ***Electronic Communication Systems***, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988
2. Roddy, Dennis & Coolen, John; ***Electronic Communications***, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.
3. Schuler, Charles A.; ***Electronic Principles and Applications***, McGraw-Hill Co., Singapore, 1985.
4. Temes, Lloyd, PE.; ***Communication Electronics for Technicians***, McGraw-Hill Co., New York, 1974.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Mixer

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

13

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

Pada setiap proses translasi frekuensi, yaitu terjadinya perubahan nilai frekuensi, baik ke atas maupun ke bawah, maka peran mixer selalu ada. Translasi frekuensi terjadi misalnya pada proses menghasilkan sinyal IF (*intermediate frequency*), atau pada sistem *microwave-link* yang harus meneruskan transmisi dengan frekuensi kanal yang berbeda, atau pada proses transmisi satelit antara sinyal *uplink* dan *downlink* yang mempunyai perbedaan frekuensi, dsb. Pada proses *mixing*, terdapat dua frekuensi yang dicampur, misalnya f_1 dan f_2 . Dari hasil pencampuran itu dihasilkan pada outputnya, empat frekuensi yang masing-masing adalah, f_1 , f_2 , $(f_1 - f_2)$, dan $(f_1 + f_2)$. Proses ini yang dikenal sebagai proses *superhetero-dyne*

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari Additive Mixing, Multiplicative Mixing

MIXER

Pada setiap proses translasi frekuensi, yaitu terjadinya perubahan nilai frekuensi, baik ke atas maupun ke bawah, maka peran mixer selalu ada. Translasi frekuensi terjadi misalnya pada proses menghasilkan sinyal IF (*intermediate frequency*), atau pada sistem *microwave-link* yang harus meneruskan transmisi dengan frekuensi kanal yang berbeda, atau pada proses transmisi satelit antara sinyal *uplink* dan *downlink* yang mempunyai perbedaan frekuensi, dsb.

Pada proses *mixing*, terdapat dua frekuensi yang dicampur, misalnya f_1 dan f_2 . Dari hasil pencampuran itu dihasilkan pada outputnya, empat frekuensi yang masing-masing adalah, f_1 , f_2 , $(f_1 - f_2)$, dan $(f_1 + f_2)$. Proses ini yang dikenal sebagai proses *superheterodyne* seperti telah disinggung pada Modul-1.

Pada prakteknya, tidak keempat frekuensi tersebut dimanfaatkan, melainkan hanya satu diantaranya. Diambil $(f_1 - f_2)$ apabila dikehendaki terjadi penurunan nilai frekuensi seperti misalnya pada proses deteksi sinyal modulasi. Dalam hal proses deteksi tersebut, proses mendapatkan sinyal IF memang disebut sebagai deteksi pertama, sementara deteksi sinyal informasinya disebut sebagai proses deteksi kedua.

Kemudian, bila diambil $(f_1 + f_2)$, maka berarti terjadi proses penaikan nilai frekuensi. Ini terjadi misalnya pada sistem *microwave-link* darat, yaitu pada translasi frekuensi misalnya dari 1832,5 MHz ke 3882,5 MHz. Atau dari frekuensi IF-nya, yaitu 70 MHz ke frekuensi kanal transmisinya, dsb.

Pada proses *mixing* tersebut satu frekuensi dari dua yang dicampur adalah frekuensi osilator lokal, yang dapat mempunyai nilai lebih besar atau lebih kecil dari frekuensi sinyal yang diproses tergantung dari syarat teknis yang harus dipenuhi. Misalnya pada proses deteksi sinyal modulasi, maka frekuensi sinyal osilator lokal, f_o , dipilih lebih besar dari sinyal yang datang, f_s , sehingga nilai frekuensi IF menjadi $(f_o - f_s)$. Dan yang menjadi pokok bahasan dalam modul ini adalah proses *mixing* yang berlangsung pada proses deteksi sinyal modulasi.

Proses mendapatkan hanya satu frekuensi yang dikehendaki, dilakukan dengan menggunakan filter, yaitu bandpass filter yang mempunyai lebar pita relatif sempit atau mempunyai faktor kualitas Q yang besar.

Dapat dikutip kembali disini dari Modul-1, bahwa terdapat dua alasan teknik mengapa $f_o > f_s$, yaitu :

1. Kapasitor variabel (*rotary variable capacitor*) yang dapat dibuat praktis mem-punyai ratio 10 : 1, yaitu dengan nilai minimum dan maksimum kapasitansi variabel yang diberikan, dari 50 pF – 500 pF,
2. Bila diambil $f_s > f_o$, maka akan terjadi kesulitan '*tracking*', yaitu sulit men-dapatkan nilai IF yang konstan.

Penjelasan kedua alasan tersebut adalah sebagai berikut.

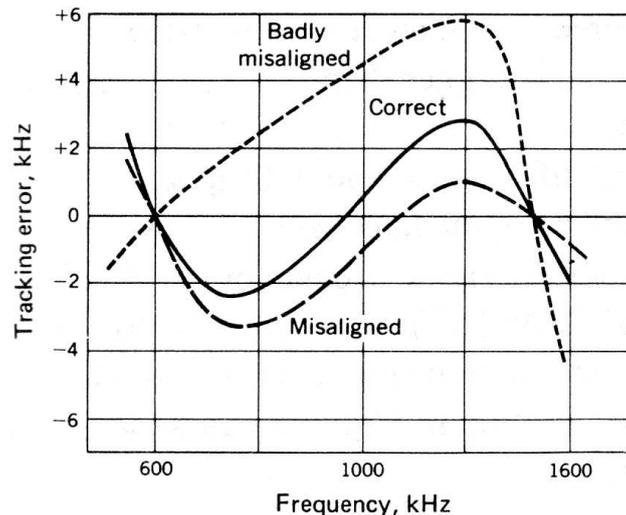
Yang pertama. Sebagai ilustrasi bahasan, kita ambil pita frekuensi MW (*medium wave*), yaitu antara 540 kHz sampai 1650 kHz, sementara nilai IF adalah 455 kHz (Re-komendasi ITU-R). Bila dirancang $f_o > f_s$, maka nilai frekuensi osilator lokal harus berkisar antara 995 ~ 2105 kHz sesuai dengan ratio (1 : 2,1). Ratio ini akan dapat di-berikan atau dapat didekati oleh ratio nilai praktis kapasitor variabel yang (1:10). Nilai ratio tersebut akan menghasilkan nilai ratio frekuensi (1: 3,2) = faktor $(1/\sqrt{10})$.

Bila sekarang diambil nilai $f_o < f_s$, maka nilai frekuensi osilator lokal menjadi berkisar antara 85 ~ 1195 kHz sesuai dengan ratio (1 : 14). Nilai ratio frekuensi yang demikian itu sangat jauh untuk dapat dicakup oleh nilai praktis kapasitor variabel yang memberikan ratio frekuensi hanya (1 : 3,2).

Yang kedua. Kesulitan *tracking* adalah kendala untuk mendapatkan nilai IF yang sama selama '*tuning*' dilakukan. Kesulitan ini disebabkan karena ukuran fisik dan susunan sambungan mekanik (*ganged*) kapasitor variabel itu sendiri, sehingga ratio kapasitan-sinya tidak dapat lebih besar dari (1: 10), misalnya (1 : 100).

Misalnya untuk $f_o > f_s$, maka $f_{Omin} / f_{Smin} = 995/540$ atau sama dengan (1,84), sementara $f_{Omax} / f_{Smax} = 2105/1650$ atau (1,28). Kedua nilai perbandingan itu tidak terlalu jauh dan tidak menjadi masalah dalam *tracking*. Tetapi bila sekarang diambil $f_o < f_s$, maka $f_{Smin} / f_{Omin} = 540/85 = 6,35$; sementara $f_{Smax} / f_{Omax} = 1650/1195 = 1,38$. Ke-dua nilai perbandingan itu sangat berjauhan dan akan menyebabkan kesulitan dalam proses *tracking*.

Kesalahan *tracking* yang terjadi dapat dijelaskan dalam *kurva-tracking* yang ditunjukkan pada Gbr-1.



Gbr-1 Kurva tracking-error

Pada Gbr-1 nampak, terdapat tiga kurva hasil pengaturan *tracking*. Kurva yang pertama yang digambarkan dengan garis penuh, adalah kurva hasil pengaturan yang optimum dimana terjadi tiga titik dengan nilai IF yang sama, yaitu pada $f_s = 600$ kHz, 950 kHz, dan 1500 kHz. Error yang terjadi pada pengaturan optimum itu berkisar ± 3 kHz untuk nilai IF-nya. Sementara hasil pengaturan tracking yang kurang optimum (*misaligned*) atau bahkan lepas sama sekali ditunjukkan oleh dua kurva yang lain (garis putus).

Cara mengatasi kesulitan *tracking* pada pengaturan optimum tersebut pada umumnya adalah, dengan menambahkan kapasitor kapasitansi nilai kecil seri dengan induktor rangkaian tuning osilator-lokal nya. Kapasitor nilai kecil ini biasa disebut dengan *pad-ding capacitor* atau *padder* yang diberi notasi C_p seperti ditunjukkan pada Gbr-5 pada Modul-1.

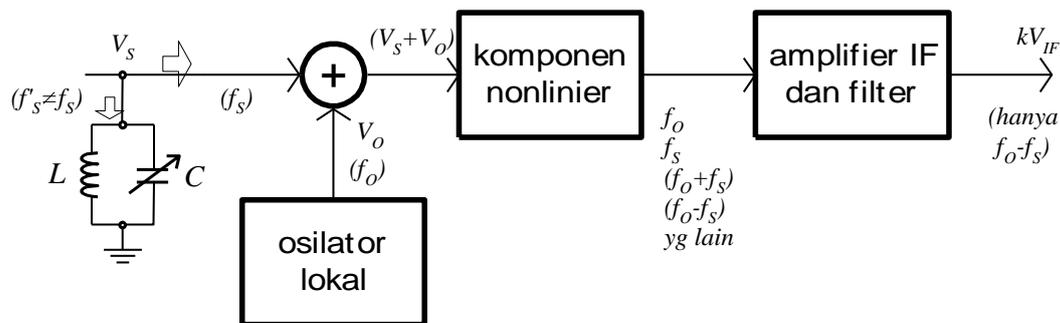
Terdapat dua metoda dalam melakukan proses *mixing*, yaitu, *additive mixing*, dan *multiplicative mixing*. Sekali lagi, bahwa pokok bahasan pada modul ini adalah proses *mixing* atau penyampuran dua sinyal yang terjadi pada sistem penerima, sehingga hasil olahannya adalah sinyal IF.

13.1. Additive Mixing

Metoda penyampuran ini terjadi bila satu sinyal secara sederhana ditambahkan pada sinyal output osilator lokal dan kemudian melewati sinyal jumlah ini ke unit elektro-nik yang mempunyai karakteristik tidak linier. Salah satu *device* elektronik yang tidak linier adalah

dioda. Fenomena ini telah dibahas dalam contoh satu percobaan dengan menggunakan sebuah dioda serta penurunan fungsi matematisnya pada Modul-8.

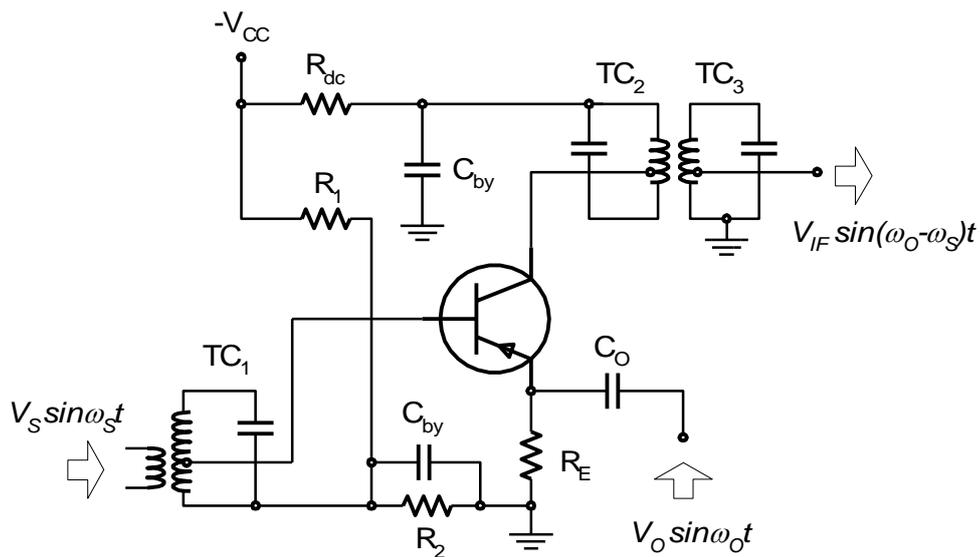
Secara umum proses *additive mixing* digambarkan diagram bloknya seperti dilukiskan pada Gbr-2. Nampak pada Gbr-2 ditunjukkan, bahwa sinyal yang ditambahkan adalah sinyal yang diterima dari tahapan RF-amplifier hasil seleksi *tuning circuit*, f_s . Sementara sinyal yang ditambah, f_o , berasal dari osilator lokal.



Gbr-2 Diagram blok Additive-Mixing

Komponen nonlinier adalah komponen elektronika yang mempunyai karakteristik atau bagian karakteristiknya yang tidak linier. Menuju ke bagian yang tidak linier tersebut dilakukan dengan memberikan prategangan (*bias voltage*) tertentu pada *device* tersebut. Pengolahan sinyal melalui karakteristik yang tidak linier itu menghasilkan olahan yang tidak sesuai dengan sinyal aslinya atau mengalami ketidaksimetrian bila sinyal inputnya adalah sinyal simetris, seperti bentuk sinyal sinusoidal. Cacat ini disebut sebagai cacat nonlinier.

Disamping dioda sebagai komponen nonlinier, transistor juga mempunyai bagian karakteristik yang tidak linier. Untuk mencapai daerah tidak linier itu, maka transistor dioperasikan sebagai penguat kelas-B yang mempunyai titik kerja berada pada daerah *cutoff* atau mendekati *cutoff*. Pada kondisi ini hakekatnya, *junction emitter* berlaku sebagai sebuah dioda. Rangkaian mixer yang dioperasikan dengan metoda tersebut ditunjukkan pada Gbr-3.



Gbr-3 Rangkaian Additive-Mixer

Transistor jenis PNP diberi prategangan melalui resistor R_1 dan R_2 pada rangkaian ba-sisnya, sedang pada rangkaian kolektornya diberikan melalui resistor R_{dc} dan R_E . De-ngan keempat resistor tersebut, transistor dioperasikan sebagai penguat kelas-B. Fungsi kapasitor *bypass*, C_{by} , adalah untuk menjadi jalan bebas sinyal RF agar tidak berpengaruh pada prategangan yang diberikan pada rangkaian.

Sinyal yang sudah terseleksi oleh rangkaian tuning, $V_s \sin \omega_s t$, dimasukkan melalui ba-sis, dimana rangkaian tuning TC_1 ditala pada frekuensi sinyal tersebut, f_s . Sementara sinyal dari osilator local, $V_o \sin \omega_o t$, dengan frekuensi f_o , dimasukkan melalui emiter. Karena penjumlahan dua sinyal tersebut diolah oleh transistor yang telah berada pada daerah nonlinier-nya, maka keluarannya setelah mengalami penapisan oleh rangkaian tuning TC_2 dan TC_3 , merupakan sinyal IF dengan frekuensi yang merupakan selisih frekuensi kedua sinyal tersebut, atau $V_{IF} \sin(\omega_o - \omega_s)t$. Kedua rangkaian tuning terakhir ini ditala pada frekuensi IF sebagai *double tuned circuit*.

Contoh Soal 13-1. Satu receiver superheterodyne mempunyai nilai frekuensi IF sebesar 10,7 MHz. Bila frekuensi osilator lokal sebesar 101,8 MHz,

- (a) berapakah frekuensi siaran yang ditangkap ?
- (b) berapakah nilai kapasitansi *rotary capacitor* saat itu bila nilai induktansi tuning circuit sebesar $0,01272 \mu\text{H}$?

Penyelesaian

(a) $f_s = f_o - IF = 101,8 - 10,7 = \mathbf{91,1\ MHz}$

(b) Frekuensi sinyal yang ditangkap memenuhi persamaan,

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow C = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 91,1 \times 10^6)^2 \times 0,01272 \times 10^{-6}}$$

$= \mathbf{239,95\ pF} \rightarrow$ kira-kira pada posisi tengah
kapasitor.

Contoh Soal 13-2. Satu sistem translator superheterodyne harus menerus-pancarkan siaran FM. Siaran yang direlay (pemancar induk) tersebut bekerja pada kanal 104,6 MHz.

- (a) berapakah frekuensi osilator lokal pertama ?
- (b) berapakah osilator lokal kedua agar tidak terjadi interferensi dengan pemancar induknya ?

Penyelesaian

(a) $f_{o1} = f_s + IF = 104,6 + 10,7 = \mathbf{115,3\ MHz}$

(b) Karena minimal frekuensi kanal yang diperbolehkan berbeda dua kanal, maka kemungkinan kanal yang terdekat adalah,

$$f_{relay} = 104,6 - [(2 \times 0,8) + (2 \times 0,372/2)]^1 = 102,628\ MHz$$

¹ Administrator di Indonesia adalah Dit.Jen. Postel, yang menerapkan regulasi untuk siaran FM ber-dasarkan Keputusan Menteri Perhubungan saat itu dengan keputusan No. KM-15/2003. Ditentukan dalam KM tersebut,

$$f_{o2} = f_s + IF = 102,628 + 10,7 = 113,33 \text{ MHz}$$

13.2. Multiplicative Mixing

Mempunyai diagram blok seperti ditunjukkan pada Gbr-4. Pada dasarnya, *multiplicative mixing* terjadi bila transkonduktansi rangkaian mixer berubah yang bergantung pada nilai tegangan osilator lokal. Dengan perubahan itu, maka output hasil pencampuran merupakan fungsi dari perkalian v_o dan v_s , dimana v_o adalah tegangan sinyal osilator lokal dan v_s adalah tegangan sinyal masuk. Kedua tegangan tersebut masing-masing mempunyai persamaan,

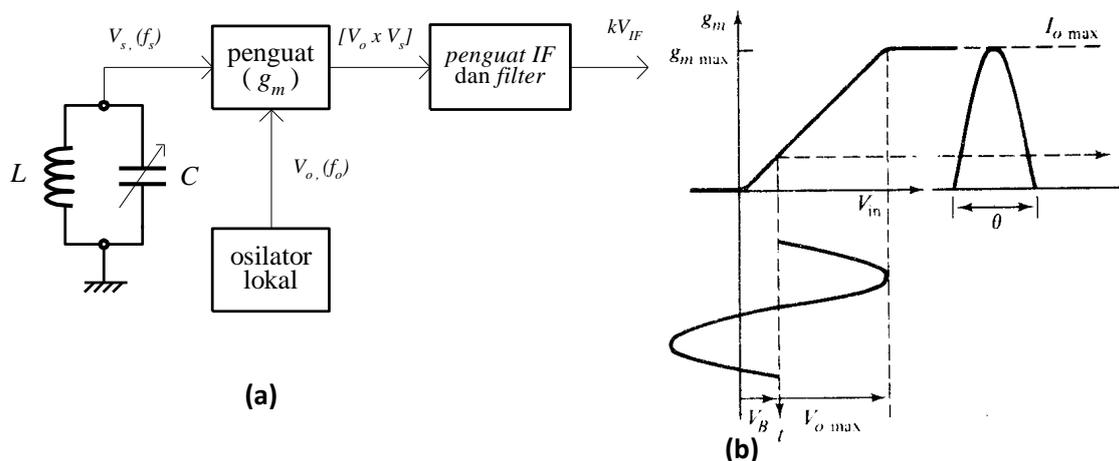
$$v_s = V_s \cos \omega_s t$$

$$v_o = V_o \cos \omega_o t \quad \text{dimana } V_o \gg V_s$$

Bentuk cosinus dalam persamaan yang digunakan agar sesuai dengan persamaan Fourier yang diberikan berikut ini. Nilai arus output yang dihasilkan kemudian adalah,

$$i_m = g_m v_s \quad \dots\dots\dots (13-1)$$

dimana g_m berubah nilainya, atau sebagai fungsi dari nilai tegangan osilator lokal, v_o . Transistor yang dipilih untuk rangkaian adalah transistor yang mempunyai nilai transkonduktansi berbanding langsung dengan tegangan prategangan (*bias*) yang diberikan, sampai mencapai nilai maksimum transkonduktansinya, g_{mmax} , pada tegangan V_{bmax} seperti ditunjukkan pada Gbr-4(b).



Gbr-4 Multiplicative mixing, (2)p159

(a) diagram blok, (b) karakteristik g_m device.

bahwa lebar bidang RF siaran FM sebesar 372 kHz, dan jarak antar kanal sebesar 800 kHz (di luar wilayah DKI).

Tegangan bias dibuat berubah sekitar titik kerjanya dengan pengaruh v_o , sehingga untuk nilai puncak positif v_o , $V_{o\max}$, transistor mencapai keadaan jenuh. Sebaliknya, untuk nilai puncak negatif v_o , transistor mencapai hampir *cutoff* (kelas AB). Fungsi transkonduktansi tersebut menghasilkan bentuk gelombang sinus yang terpotong seperti ditunjukkan pada Gbr-4(b), dengan persamaannya dalam bentuk deret Fourier² sebagai,

$$g_m = \frac{g_{\max}}{V_{b\max}} \cdot V_o (a_0 + a_1 \cos \omega_o t + \dots) \quad \dots \quad (13-2)$$

Dari persamaan Fourier (13-2), nilai $a_1 \cos \omega_o t$ yang berguna dimana nilai a_1 bergantung pada sudut hantaran dari pemotongan gelombang pada Gbr-4(b). Tetapi yang penting kemudian kita perhatikan persamaan (13-2) yang akan menghasilkan nilai arus out-put seperti ditunjukkan pada persamaan (13-1). Bila persamaan (13-2) disubstitusikan ke persamaan (13-1), maka menjadi,

$$\begin{aligned} i_m &= \frac{g_{\max}}{V_{b\max}} \cdot V_o \cdot a_1 \cos \omega_o t \cdot V_s \cos \omega_s t \\ &= \frac{g_{\max} a_1 V_o V_s}{2V_{b\max}} [\cos(\omega_o - \omega_s)t + \cos(\omega_o + \omega_s)t] \quad \dots \quad (13-3) \end{aligned}$$

Dari persamaan (13-3), maka sinyal IF adalah,

$$i_{IF} = \frac{g_{\max} a_1 V_o V_s}{2V_{b\max}} [\cos(\omega - \omega_s)] \quad \dots \quad (13-4)$$

dimana, $V_{b\max} = V_B + V_o$

$$V_B = V_o \cdot \cos\left(\frac{\pi - \theta}{2}\right)$$

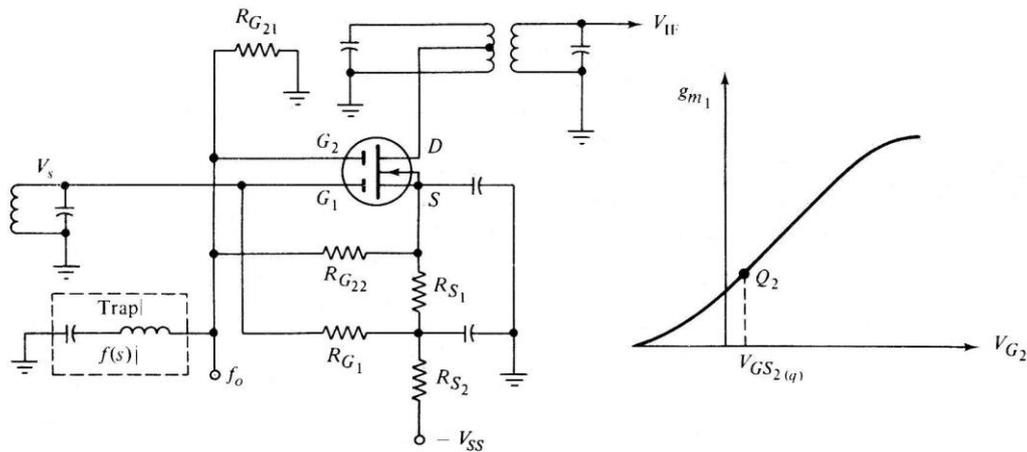
Selanjutnya, nilai a_1 mencapai nilai maksimum bila sudut hantaran ($= \theta/2$) adalah $0,68\pi$ atau sekitar 122° . Pada keadaan itu nilai g_c juga maksimum yang besarnya ditentukan pada persamaan (13-5).

$$g_{c\max} = \frac{1,68}{\pi} g_{\max} = 0,27 g_{\max} \quad \dots \quad (13-5)$$

Terlihat pada persamaan (13-4), bahwa nilai IF berbanding lurus dengan perkalian tegangan input sinyal, V_s , dan tegangan osilator lokal, V_o . Rangkaian *Multiplicative Mix-ing* ditunjukkan pada Gbr-5,

² **Jean Baptiste Joseph Fourier** (1768-1830), ilmuwan matematik bangsa Perancis, yang mengatakan dalam teorinya bahwa, setiap sinyal periodik (fungsi waktu) yang bukan sinus murni dan memenuhi syarat *Dirichlet*, akan terdiri dari komponen dc, komponen dengan frekuensi dasarnya, dan komponen harmonisnya.

yaitu dengan komponen FET double-gate [perhatikan Modul-7, Penguat Sinyal Kecil (2)]. Sinyal V_s masuk melalui G_1 sementara sinyal osila-tor lokal, V_o , diinputkan melalui G_2 .



Gbr-5. Multiplicative mixing, (2)p163

(a) rangkaian FET gate ganda, (b) karakteristik g_m sbg fungsi tegangan osilator.

Contoh Soal 13-3. Satu FET gate ganda dioperasikan sebagai multiplica-tive-mixer, yang mempunyai karakteristik sebagai berikut,

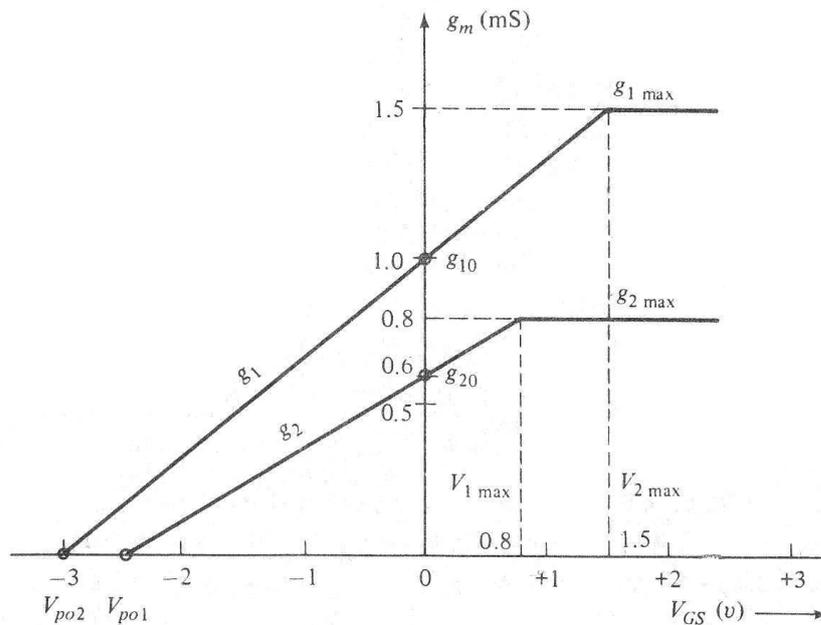
$$\begin{aligned} \text{Gate}_1 : \quad g_{1max} &= 1,5 \text{ mS} \\ g_{1o} &= 1,0 \text{ mS pada } V_2 = 0 \text{ volt} \\ V_{po2} &= -3,0 \text{ volt} \\ \text{Gate}_2 : \quad g_{2max} &= 0,8 \text{ mS} \\ G_{2o} &= 0,6 \text{ mS pada } V_1 = 0 \text{ volt} \\ V_{po1} &= -2,5 \text{ volt} \end{aligned}$$

Rangkaian mixer diatas diatur sedemikian sehingga Gate-2 dicatu *cutoff*, dan disedikit masuk ke saturasi oleh tegangan osilator lokal. Gate-1 dicatu pada tegangan *no* volt. Dalam hal ini dianggap bahwa karakteristik g - V merupakan kurva linier.

- (a) Lukiskan kurva g - V dalam sistem sumbu yang sama
- (b) Tentukan persamaan garis lurus bagian kurva tersebut
- (c) Tentukan V_{1max} dan V_{2max}
- (d) Tentukan nilai puncak tegangan osilator
- (e) Hitung nilai g_c ?

Penyelesaian

- (a) Kurva yang dimaksudkan ditunjukkan pada Gbr-6 berikut ini,



Gbr-6 Kurva g - V untuk FET gate ganda

(b) Slope bagian garis lurus untuk kurva $g_1 = \frac{g_{1o}}{-V_{po2}} = \frac{1}{3} = 0,333$

Slope bagian garis lurus untuk kurva $g_2 = \frac{g_{2o}}{-V_{po1}} = \frac{0,6}{2,5} = 0,24$

sehingga persamaan aris tersebut masing-masing adalah,

$$g_1 = 1,0 + 0,33 V_2$$

$$g_2 = 0,6 + 0,24 V_1$$

$$(c) \quad V_{2max} = \frac{g_{1max} - 1}{0,333} = \frac{1,5 - 1}{0,333} = 1,5 \text{ volt}$$

$$V_{1max} = \frac{g_{2max} - 0,6}{0,24} = \frac{0,8 - 0,6}{0,24} = 0,833 \text{ volt}$$

$$(d) \quad V_{op} = V_{2max} - V_{p02} = 1,5 - (-3,0) = 4,5 \text{ volt}$$

$$(e) \quad g_c = \frac{1}{2} \cdot a_1 \cdot g_{1max}$$

$$= \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \times 1,5 = 0,375 \text{ mS}$$

Karena mixer mengikuti tanggapan setengah siklus positif tegangan osilator, maka $a_1 = \frac{1}{2}$ (koefisien deret Fourier harmonik pertama untuk pe-rataan setengah gelombang

Daftar Pustaka

1. Kennedy, George; *Electronic Communication Systems*, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988
2. Roddy, Dennis & Coolen, John; *Electronic Communications*, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.
3. Temes, Lloyd, PE.; *Communication Electronics for Technicians*, McGraw-Hill Co., New York, 1974.
4. Temes, Lloyd, PE.; *Communication Electronics for Technicians*, McGraw-Hill Co., New York, 1974.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Demodulator

Fakultas
Fakultas Teknik

Program Studi
Teknik Elektro

Tatap Muka

14

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

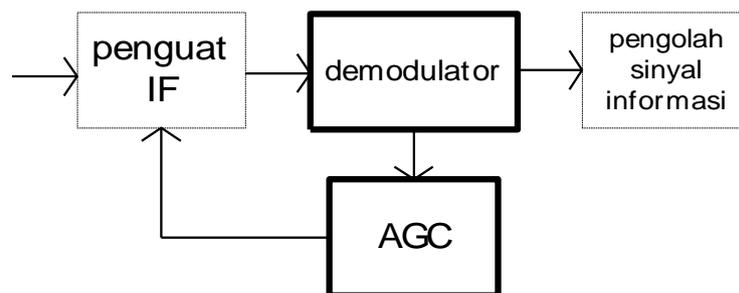
Demodulasi adalah proses sebaliknya dari modulasi, yaitu, mendapatkan kembali sinyal informasi atau *message* yang ditumpangkan pada sinyal *carrier*. Prosesnya terjadi pada demodulator atau detektor. Bergantung dari proses modulasinya, maka demodulator terbagi menjadi tiga jenis, yaitu, demodulator AM (*amplitude modulation*), FM (*frequency modulation*), dan demodulator PM (*phase modulation*).

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari Demodulator AM & AGC

DEMODULATOR

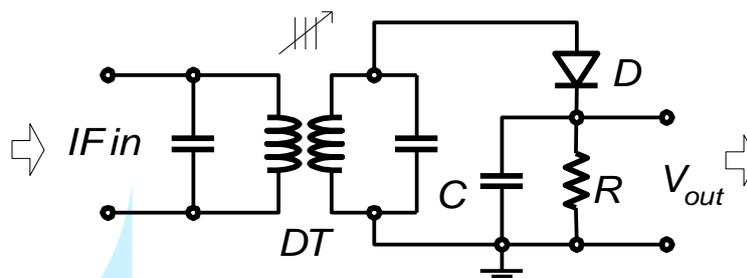
Demodulasi adalah proses sebaliknya dari modulasi, yaitu, mendapatkan kembali sinyal informasi atau *message* yang ditumpangkan pada sinyal *carrier*. Prosesnya terjadi pada demodulator atau detektor. Bergantung dari proses modulasinya, maka demodulator terbagi menjadi tiga jenis, yaitu, demodulator AM (*amplitude modulation*), FM (*fre-quency modulation*), dan demodulator PM (*phase modulation*). Melihat diagram blok keseluruhan sistem telekomunikasi yang akan dibahas pada Modul-15, bahwa proses demodulasi terjadi pada sinyal IF seperti ditunjukkan diagram blok parsialnya pada Gbr-1.



Gbr-1 Diagram blok parsial receiver

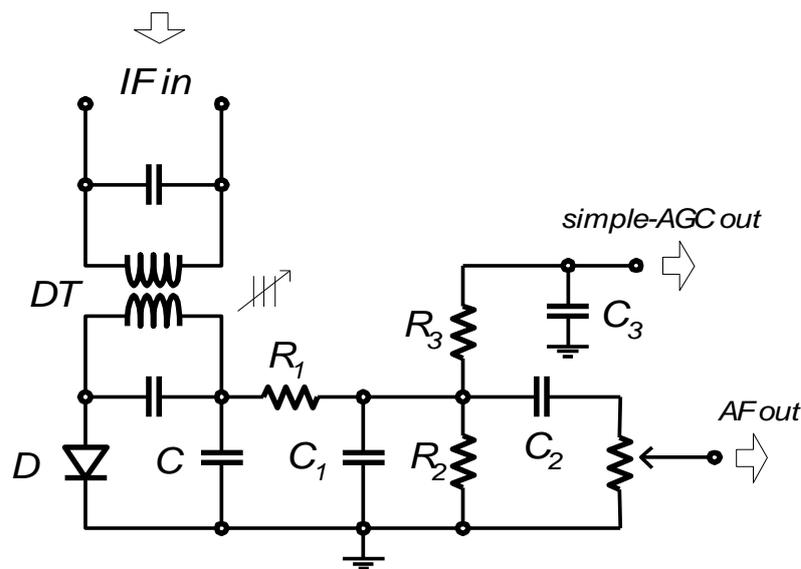
14.1. Demodulator AM & AGC

Bentuk sederhana detektor AM adalah *dioda-detektor* seperti ditunjukkan pada Gbr-2. Sesuai dengan yang ditunjukkan pada Modul-13, bahwa pada bentuk gelombang AM, sinyal informasi terakomodasi pada perubahan amplitudonya yang disebut sebagai *envelope*. Sinyal AM tersebut nampak simetris terhadap level nol, sehingga dengan menggunakan *dioda* yang mendapat prategangan nol, akan diperoleh perataan yang berbentuk hanya polaritas positif atau polaritas negatif sinyal AM tersebut.



Gbr-2 Rangkaian dioda-detektor sederhana

Nampak pada Gbr-2, terdapat pada input detektor, sebuah rangkaian tuning ganda, yang berfungsi sebagai penyaring sinyal dengan frekuensi IF saja. Pada sisi output, terdapat kapasitor, C , yang mempunyai nilai kapasitansi kecil serta resistansi, R , bernilai besar. Kombinasi paralel R - C ini merupakan beban penyearah dioda, dan menghasilkan tegangan pada output detektor yang sesuai dengan *envelope*. Dengan perataan yang dilakukan oleh dioda-detektor tersebut, spektrum sinyal masih mengandung sinyal RF, sehingga diperlukan rangkaian filter untuk mendapatkan sinyal informasinya saja. Oleh karena itu, kemudian rangkaian dioda-detektor Gbr-2 disempurnakan menjadi Gbr-3, sebuah dioda-detektor praktis.



Gbr-3 Rangkaian dioda-detektor praktis

Pada Gbr-3 nampak juga, bahwa pada input detektor dipasang rangkaian tuning ganda (DT, *double tuned circuit*) yang mempunyai fungsi sama dengan rangkaian Gbr-2. Disitu nampak rangkaian tuning ganda mempunyai pengatur nilai induktansinya, yaitu satu batang ferit berulir sehingga dapat didorong dan ditarik sepanjang inti kumparan. Selanjutnya, kombinasi R_1 dan C_1 merupakan filter bagi spektrum sinyal RF yang masih ada, baik untuk memperoleh sinyal informasinya saja maupun bagi sinyal AGC. Sinyal RF akan dibuang ke ground melalui C_1 , sementara sinyal informasi diteruskan ke resistansi R_2 yang berfungsi sebagai beban. Sedang C_2 digunakan untuk mencegah komponen dc yang masih tersisa agar tidak sampai ke potensiometer R_4 . Dari potensiometer R_4 ini tegangan sinyal informasi dapat diperoleh dengan level yang dapat diatur.

Dengan arah dioda D yang demikian, maka proses deteksi dilakukan pada siklus negatif sinyal AM, sementara siklus positifnya diteruskan ke *ground*. Arah dioda ini bergantung pada jenis transistor yang digunakan pada tahap-tahap penguat RF termasuk IF, penguat sinyal informasi, yang dapat tersusun dari transistor NPN atau PNP. Dengan arah dioda seperti ditunjukkan pada Gbr-3, maka transistor yang digunakan dalam hal ini dapat dari jenis NPN. Ini dapat diketahui dari polaritas sinyal AGC yang dihasilkan, yaitu mempunyai polaritas negatif, yang dapat mengontrol *gain* transistor NPN. Tetapi dapat juga transistor tersebut dari jenis PNP yang tergantung dari jenis AGC yang dirancang, *reverse-AGC* atau *forward-AGC* yang akan diuraikan pada pembahasan berikut ini.

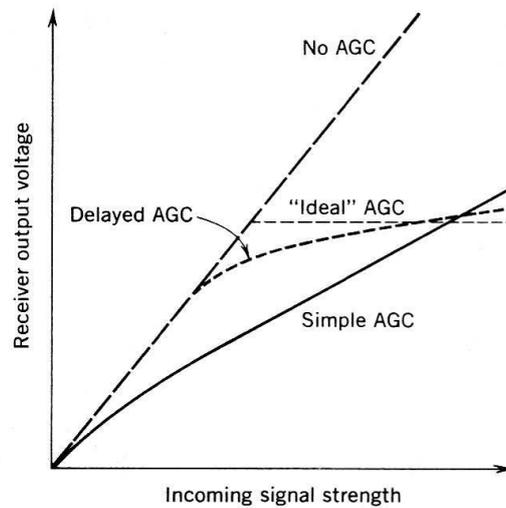
14.1-1. Sistem AGC-AM

Sinyal AGC (*automatic gain control*) merupakan sinyal *dc* yang diambil dari sinyal informasi hasil deteksi. Jadi nilai sinyal AGC sebanding dengan level sinyal informasi. Makin tinggi sinyal informasi, makin besar nilai *dc* yang diperoleh. Sementara tinggi level sinyal informasi tergantung dari level sinyal RF yang ditangkap. Tinggi level sinyal RF tergantung dari jarak tangkap *receiver* terhadap posisi pemancar, makin dekat jarak tersebut, maka makin tinggi level sinyal RF. Hal ini akan menyebabkan bahwa, level sinyal informasi tidak stabil terhadap mobilitas receiver.

Jadi, bila satu receiver tanpa dilengkapi pengatur *gain*, digunakan untuk menangkap sinyal kuat satu pemancar, maka sinyal tersebut akan dapat menyebabkan ‘*over drive*’ pada tahap IF maupun penguat sinyal informasinya. Hasilnya adalah, satu penerimaan yang terganggu. Hal ini dapat dicegah dengan menambah *gain control* manual pada tahap RF amplifier. Bila level terlalu tinggi, maka *gain* diperkecil, dan sebaliknya. Tentu saja hal ini membuat sistem penerima menjadi tidak praktis. Sehingga solusinya adalah, melengkapi sistem penerima tersebut dengan pengatur *gain* otomatis atau AGC.

Sistem AGC akan menghasilkan sinyal yang mengubah pategangan (*bias*) pada tahap-tahap RF atau IF yang sebanding dengan level rata-rata sinyal informasi, sehingga *gain* tahap-tahap tersebut terkendali. Bila nilai sinyal rata-rata tersebut bertambah, maka sinyal AGC juga bertambah dan menyebabkan *gain* tahap yang di-kontrol, menurun. Bila sekarang tidak ada sinyal yang diterima, maka sinyal AGC minimum, yang menyebabkan *gain* tahap terkontrol pada nilai maksimumnya.

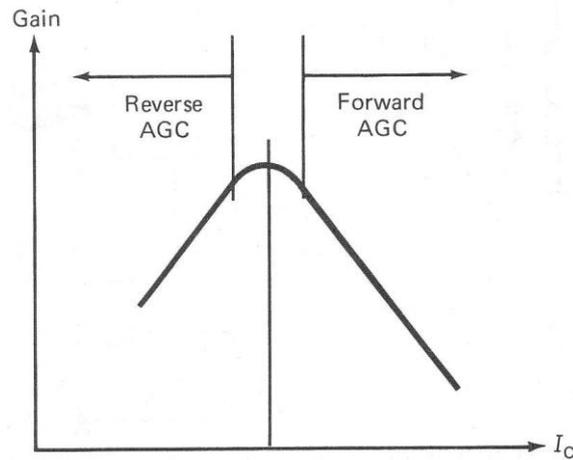
Satu diantara dua macam AGC-AM, ditunjukkan pada Gbr-3, yaitu, *simple-AGC*. Nampak pada Gbr-3, bahwa sinyal AGC diperoleh dengan menyaring kembali si-nyal informasi sehingga diperoleh nilai rata-ratanya. Penyaringan dilakukan dengan filter yang tersusun dari kombinasi R_3 dan C_3 . Terdapat dua macam sistem AGC, yaitu *simple-AGC* dan *delayed-AGC*. Perbedaan kinerja keduanya, yaitu kemampuan pengaturan *gain* yang diberikan, ditunjukkan pada karakteristik pengaturannya, seperti dilukiskan pada Gbr-4.



Gbr-4 Karakteristik beberapa jenis AGC

Dari grafik karakteristik AGC, nampak bahwa untuk *receiver* tanpa AGC, sinyal output berbanding langsung dengan *field-strength* sinyal yang diterima. Sementara untuk jenis *simple-AGC* dan *delayed-AGC*, tegangan sinyal output tidak berbanding lurus, melainkan pada titik tertentu, output *receiver* turun akibat pengaturan *gain* yang diterima oleh tahap-tahap seperti dijelaskan di atas. Ditunjukkan juga pada Gbr-4 karakteristik AGC yang ideal. Dari perbandingan itu, maka jenis *delayed-AGC* merupakan sistem AGC yang mendekati karakteristik idealnya.

Selanjutnya, terdapat dua kemungkinan pengaruh pengaturan *gain* pada komponen tahap amplifier, yaitu karena transistor yang digunakan dapat bertipe NPN atau PNP. Bila sinyal AGC menyebabkan *reverse-bias* pada transistor, maka jenis AGC yang dialaminya adalah *reverse-AGC*, yang menyebabkan titik kerjanya bergeser ke arah *cutoff*. Sebaliknya adalah jenis yang kedua, *forward-AGC*, yaitu yang menyebabkan transistor menuju ke arah *forward-bias*, dengan titik kerja yang juga ke arah *cutoff*. Kedua jenis AGC tersebut mempunyai karakteristik seperti ditunjukkan pada Gbr-5.



Gbr-5 Karakteristik AGC pada transistor

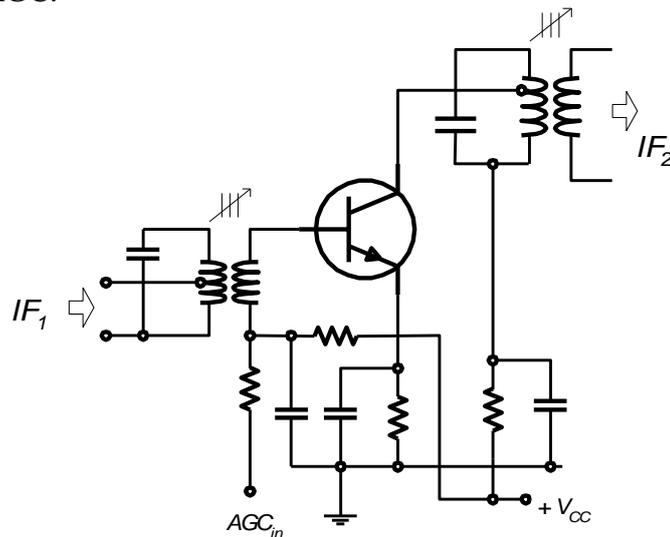
Jadi, pada jenis *reverse-AGC*, ketika level sinyal naik, maka level sinyal AGC juga naik yang dapat menyebabkan arus kolektor turun dan juga *gain* penguat bersang-kutan. Sebaliknya, pada jenis *forward-AGC*, ketika level sinyal naik, maka level sinyal AGC juga naik yang dapat menyebabkan arus kolektor naik. Tetapi karena adanya resistor pada lengan kolektor, maka tegangan titik kerja turun. Akibatnya *gain* menjadi turun pada kondisi ini.

a. Simple-AGC

Banyak digunakan pada *receiver* yang murah atau mempunyai spesifikasi yang standar minimal. Pada sistem AGC jenis ini, sinyal AGC akan segera bertambah setelah menerima sinyal dengan level yang melebihi level *noise*, sehingga dapat me-nyebabkan *receiver* dengan AGC jenis ini, menjadi kurang sensitif. Sinyal AGC diperoleh dari output detektor yang kemudian dilewatkan suatu *lowpass filter* RC untuk mendapatkan komponen *dc* sinyal informasi.

Lowpass filter yang dimaksudkan harus mempunyai *time-constant* sekitar 10 x lama perioda terpanjang sinyal pemodulasi, yang biasanya berkisar 0,02 sekon (sinyal 50 c/s). Jadi *time-constant* filter tersebut berkisar 0,2 sekon. Bila dirancang filter dengan *time-constant* yang lebih lama dari 0,2 sekon, maka filter akan menghasil-kan *filtering* yang lebih baik, tetapi akan terjadi gangguan kerja AGC, yaitu ter-lambat, bila *receiver* digunakan untuk menerima sinyal dari satu TX ke TX yang lain atau dipindah-pindah. Nilai praktis yang sering diterapkan sebesar 0,25 sekon. Gbr-3 adalah rangkaian yang

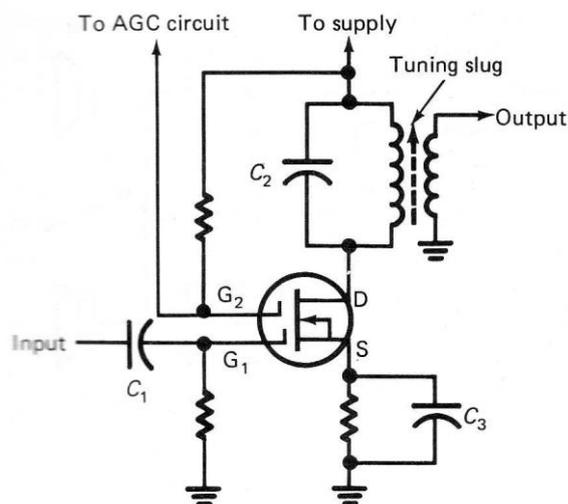
menghasilkan sinyal *simple-AGC*. Rangkaian ini ber-fungsi ganda, yaitu sebagai detektor dan penghasil sinyal AGC. Satu *receiver* yang lebih baik, menggunakan satu detektor lagi untuk keperluan AGC.



Gbr-6 Jalur pengaturan gain ke tahap IF

Pengaturan *gain* diberikan melalui basis transistor tahap yang dikontrol, sehingga dapat mengubah prategangannya (*bias*), yang berarti mengubah *gain* tahap bersangkutan. Pengaturan *gain* dimaksud dilukiskan pada Gbr-6, yaitu dari jenis *reverse-AGC*, karena sinyal AGC yang dihasilkan berpolaritas negatif (sisi *envelop* yang dibawah) seperti rangkaiannya ditunjukkan pada Gbr-3.

Pada jenis penguat dengan komponen lain yang bukan transistor bipolar, yaitu jenis MOSFET (metal oxide FET), sinyal AGC dimasukkan melalui gate-2 sementara sinyal input dimasukkan pada gate-1, seperti ditunjukkan pada Gbr-7.

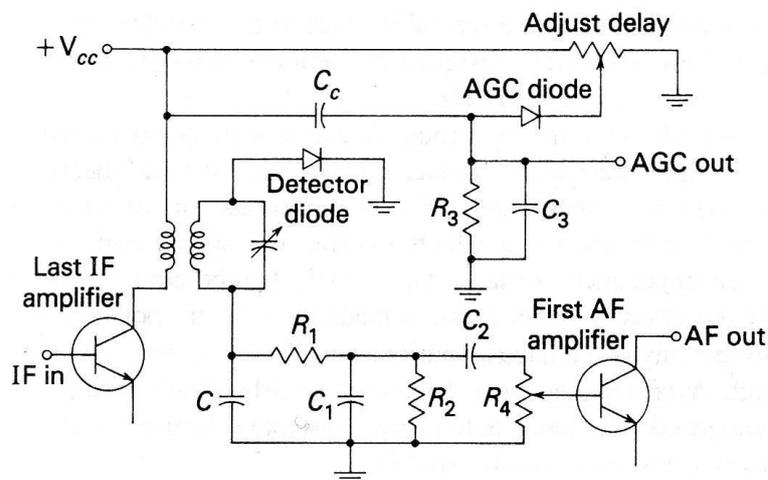


Gbr-7 Pemberian sinyal AGC pada penguat MOSFET.

b. Delayed-AGC

Digunakan pada receiver sistem komunikasi yang profesional. Sinyal AGC sistem ini akan dihasilkan pada saat level sinyal mencapai nilai tertentu, yang setelah itu baru sinyal AGC diberikan yang besarnya sebanding dengan level sinyal RF. Nilai tertentu tersebut dapat merupakan satu nilai tetap atau dapat di 'set' (*adjustable*). Receiver dengan sistem AGC ini akan lebih sensitif daripada AGC yang pertama. Perbandingan karakteristik response kedua sistem AGC tersebut dapat dilihat pada Gbr-4. Dikatakan sistem penerima jenis ini lebih sensitif, karena dapat dilihat pada kurva Gbr-4, bahwa ketika level *incoming signal* masih rendah, maka output receiver tetap sebanding dengan kuat medan sinyal yang ditangkap. Sementara pada sistem AGC yang biasa, maka sinyal AGC sudah mulai mengontrol output receiver sejak menangkap sinyal, sehingga *gain* tahap-tahap yang dikontrol turun, dan kurang mampu lagi untuk menguatkan sinyal yang masih lemah. Dengan kata lain, receiver tersebut kurang sensitif. Nampak pada Gbr-4, bahwa karakteristik *delayed-AGC* ini mendekati kurva karakteristik ideal AGC.

Cara yang umum untuk menghasilkan sinyal *delayed-AGC* dapat diperoleh dengan rangkaian seperti yang ditunjukkan pada Gbr-8. Nampak pada Gbr-8, bahwa rangkaian menggunakan dua buah dioda yang masing-masing digunakan, sebagai detektor sinyal dan yang satu lagi sebagai penghasil sinyal AGC ini. Kedua rangkaian dioda tersebut disambungkan pada tahap IF terakhir dan dipisahkan dengan satu kopleng trafo untuk rangkaian deteksi sinyalnya.



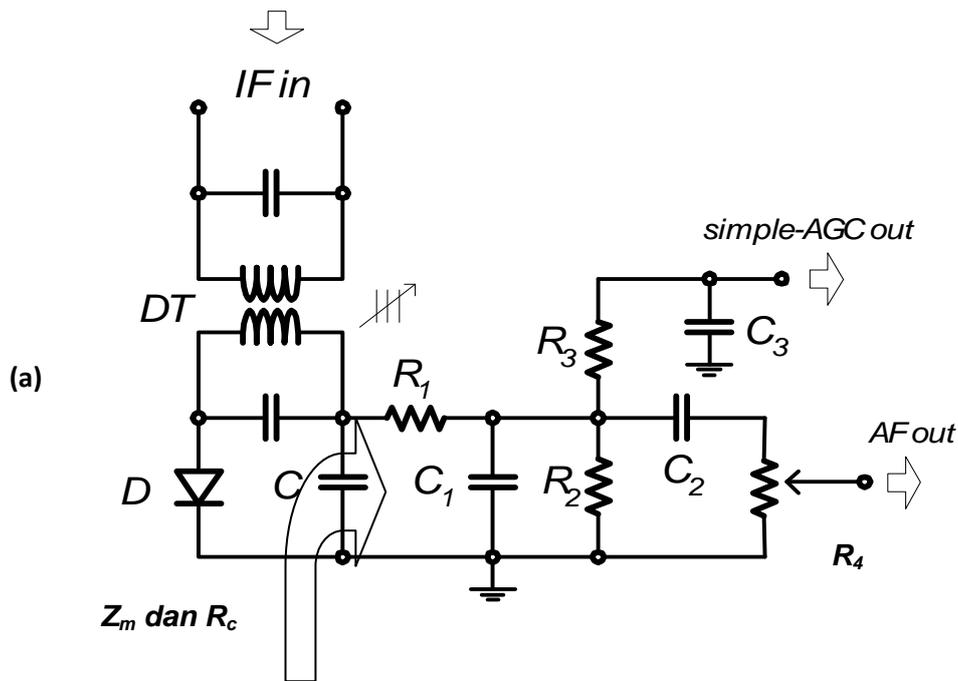
Gbr-8 Jalur pengaturan gain ke tahap IF

Nampak pada Gbr-8 bahwa, dioda untuk sinyal AGC mendapat prategangan *po-sitif* pada katodanya, sehingga menyebabkan dioda tetap '*open*' sampai level sinyal IF mencapai nilai tertentu yang dapat di '*set*' dengan posisi potensiometer. Peng-aturan potensiometer ini akan menentukan *delay* pengaturan sinyal AGC itu ke tahap-tahap IF dan RF amplifier sesuai karakteristik yang ditunjukkan pada Gbr-4.

Kombinasi resistor R_3 dan kapasitor C_3 membentuk satu penyaring frekuensi IF atau komponen *ac* sinyal yang masih ada untuk menghasilkan sinyal *dc* sebagai si-nyal AGC-nya.

14.1-2. Overdrived pada Detektor

Di atas disinggung bahwa, bila level sinyal tidak dikontrol oleh satu sistem AGC, maka detektor akan mengalami *over driven* atau *overloading*. Akibatnya juga pada sinyal hasil deteksi oleh detektor yang rangkaiannya ditunjukkan pada Gbr-3. Da-lam hal level penerimaan sudah terkontrol oleh AGC-pun, derajat modulasi juga ti-dak diperbolehkan melebihi nilai tertentu, melainkan pada index modulasi yang le-bih kecil dari 100%. Akibat melampaui batas nilai index tersebut, maka sinyal hasil deteksi akan mengalami cacat linier, yaitu akan terpotong amplitudonya. Karena dengan rangkaian Gbr-3 yang dilukiskan kembali pada Gbr-9(a), deteksi dilakukan pada envelop negatifnya, maka cacat yang dialami itu dinamakan sebagai *negative-peak-clipping*. Hasil *clipping* tersebut ditunjukkan pada Gbr-9(b).



Gbr-9 Deteksi *negative-peak clipping*

(a) rangkaian detektor praktis, (b) bentuk gelombang informasi

Pada sisi terima, index modulasi didefinisikan sebagai perbandingan antara arus si-nyal informasi dan arus dioda, yang dalam hal ini direpresentasikan dengan nilai *peak*-nya daripada nilai efektifnya, yaitu,

$$m_d = \frac{I_m}{I_c} \dots\dots\dots (14-1)$$

dimana besar nilai arus tersebut masing-masing tertentu dari,

$$I_m = \frac{V_m}{Z_m} \quad \text{dan} \quad I_c = \frac{V_c}{R_c} \quad \dots\dots\dots (14-2)$$

dimana, Z_m = impedansi beban detektor yang diasumsikan bersifat resistif

R_c = resistansi beban dioda

Nilai Z_m dan R_c masing-masing adalah,

$$Z_m = \frac{R_2 R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_4 + R_4 R_2} + R_1 \quad \dots\dots\dots (14-3a)$$

$$R_c = R_1 + R_2 \quad \dots\dots\dots (14-3b)$$

Jadi sesuai persamaan (14-1), bahwa index modulasi di sisi penerima tertentu dari hasil bagi arus informasi arus sinyal carrier, m_d ,

$$m_d = \frac{I_m}{I_c} = \frac{V_m / Z_m}{V_c / R_c} = m \frac{R_c}{Z_m} \quad \dots\dots\dots (14-4)$$

dimana m adalah index modulasi sinyal di sisi pengirim. Bila toleransi nilai maksimum index modulasi pada output dioda adalah satu ($m_d = 1$), maka nilai index modulasi di sisi pemancar yang diperbolehkan adalah,

$$m_{max} = \frac{Z_m}{R_c} \quad \dots\dots\dots (14-5)$$

Contoh Soal-1. Pada sebuah dioda praktis Gbr-3, nilai-nilai resistansinya masing-masing adalah, $R_1 = 110 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 220 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 470 \text{ k}\Omega$, dan $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$. Berapakah nilai index

modulasi maksimum yang boleh diberikan ke rang-kaiian detektor tersebut agar tidak terjadi pemotongan *envelop* (*negative peak clipping*) ?

Penyelesaian :

$$R_c = R_1 + R_2 = 110 + 220 = 330 \text{ k}\Omega$$

$$Z_m = \frac{R_2 R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_4 + R_4 R_2} + R_1 = \frac{220 \times 470 \times 1000}{220 \times 470 + 470 \times 1000 + 1000 \times 220} + 110$$

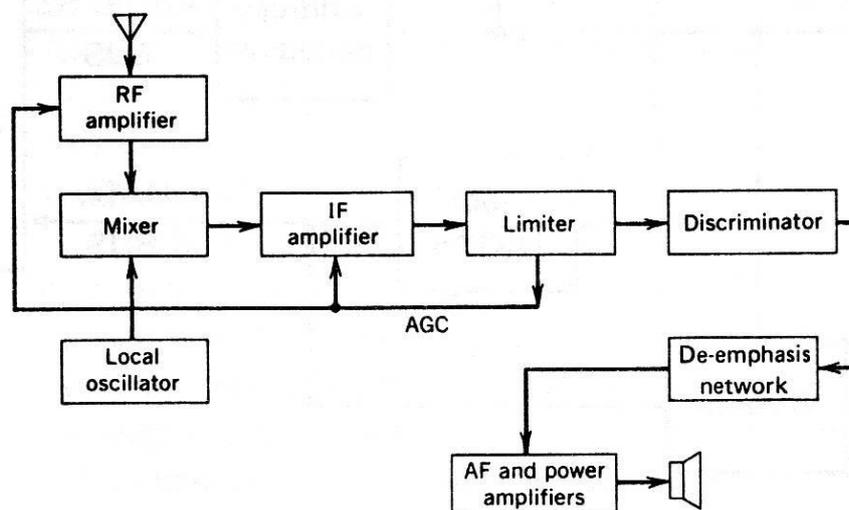
$$= 240 \text{ k}\Omega$$

Jadi,

$$m_{max} = \frac{Z_{in}}{R_c} = \frac{240}{330} = 0,73 = 73\%$$

14.2. Sistem AGC-FM

Pada dasarnya sistem AGC pada penerima FM sama dengan yang diterapkan pada pe-nerima AM, yaitu dengan jalan pemberian sinyal *dc* hasil unit limiter seperti ditunjuk-kan pada Gbr-10. Besarnya sinyal *dc* tersebut sebanding dengan level penerimaan sinyal RF nya.



Gbr-10 Jalur pengaturan *gain* ke tahap IF

Daftar Pustaka

1. Kennedy, George; *Electronic Communication Systems*, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988.
2. Roddy, Dennis & Coolen, John; *Electronic Communications*, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.
3. Temes, Lloyd, PE.; *Communication Electronics for Technicians*, McGraw-Hill Co., New York, 1974.



MODUL PERKULIAHAN

Elektronika Telekomunikasi

Sistem TX dan RX

Fakultas

Fakultas Teknik

Program Studi

Teknik Elektro

Tatap Muka

15

Kode MK

-

Disusun Oleh

Ketty Siti Salamah, S.T., M.T.

Abstract

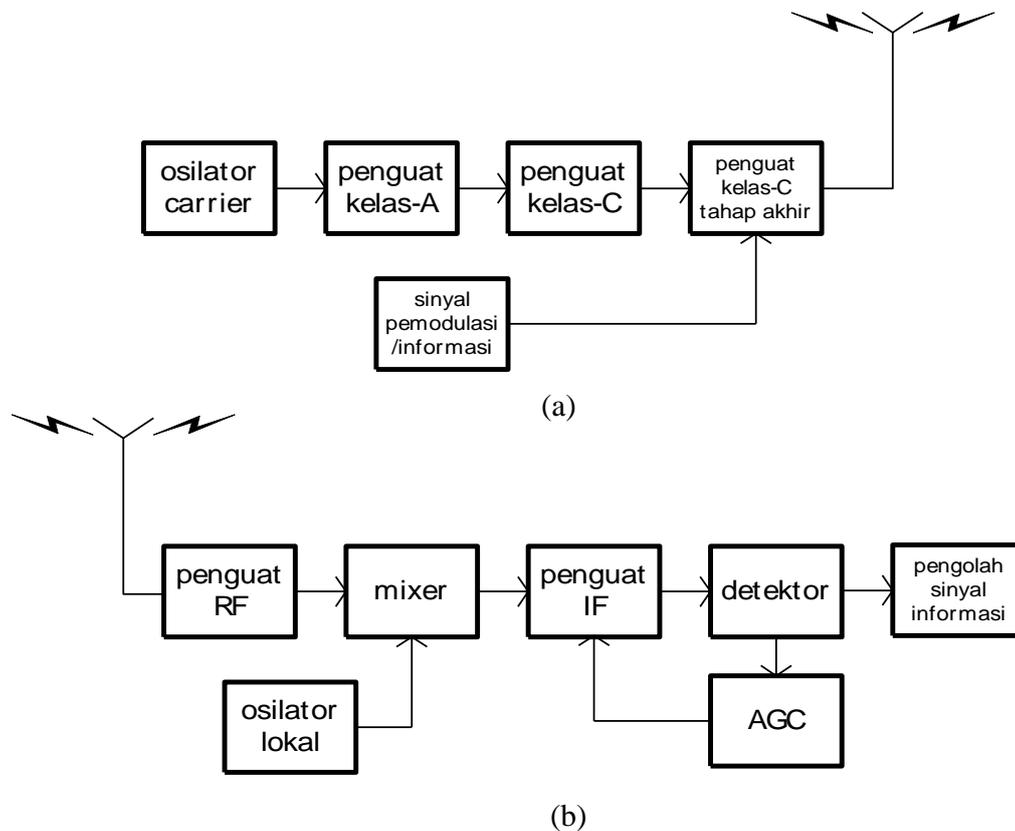
Pada dasarnya yang disebut sebagai rangkaian sistem penyiaran adalah meliputi sistem pemancar, media penghubung, dan penerimanya. Pada rangkaian ini dilibatkan dua si-nyal, yaitu, sinyal informasi (*modulating signal*) dan sinyal pembawa (*carrier*). Media penghubung yang dalam hal ini adalah *udara*, tidak dibahas dalam modul ini. Kedua sistem, pemancar dan penerima sistem AM.

Kompetensi

Mahasiswa dapat mengetahui dan mempelajari Sistem Penerus - pancar (*link*), Sistem Penerima Superheterodyne.

SISTEM TX DAN RX

Pada dasarnya yang disebut sebagai rangkaian sistem penyiaran adalah meliputi sistem pemancar, media penghubung, dan penerimanya. Pada rangkaian ini dilibatkan dua si-nyal, yaitu, sinyal informasi (*modulating signal*) dan sinyal pembawa (*carrier*). Media penghubung yang dalam hal ini adalah *udara*, tidak dibahas dalam modul ini. Kedua sistem, pemancar dan penerima sistem AM, masing-masing dilukiskan diagram blok-nya yang disederhanakan pada Gbr-1.

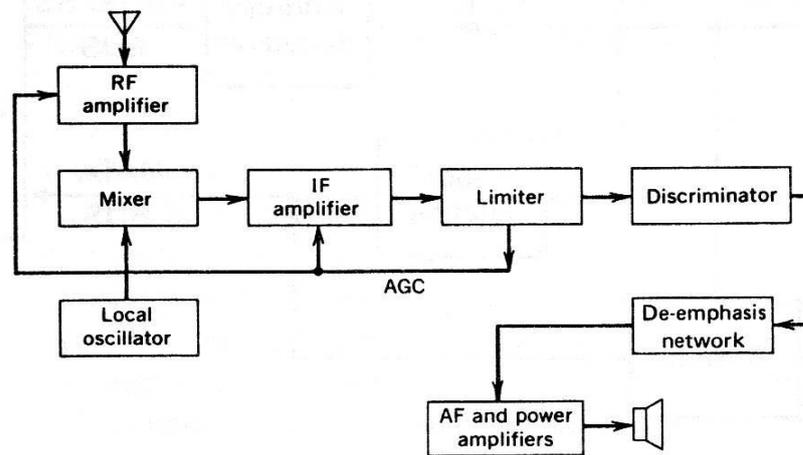


Gbr-1 Diagram blok sistem TX dan RX sistem AM

(a) sistem TX, (b) sistem RX

Pada sistem pemancar, seperti telah diuraikan di modul sebelumnya, terjadi proses modulasi, proses *mixing* dalam proses translasi frekuensi, penguatan sinyal termodulasi (*modulated signal*), proses penyesuaian impedansi, dan proses pemancaran ke udara dengan menggunakan satu sistem antena. Di sisi sistem penerima, yang pada dasarnya melalui proses sebaliknya dari sistem pemancar, terjadi proses *tuning* dan *mixing* untuk mendapatkan sinyal IF. Kemudian pada sinyal IF dilakukan deteksi atau demodulasi untuk mendapatkan sinyal informasinya kembali. Diagram blok Gbr-1 tersebut dapat berlaku, baik untuk sistem AM

maupun sistem FM. Tetapi untuk lebih spesifik bagi sistem penerima FM, diberikan diagram blok sistem penerimanya pada Gbr-2.



Gbr-2 Diagram blok RX sistem FM

Pada sistem penerima terdapat tahapan penguat IF yang masih merupakan sinyal termo-dulasi dengan frekuensi tertentu yang merupakan nilai frekuensi perantara atau *intermediate*. Nilai frekuensi perantara ini, untuk masing-masing sistem telah dibakukan besar-annya yang merupakan rekomendasi ITU-R. Masing-masing nilai IF tersebut ditabulasikan pada Tabel-1.

Walaupun nilai IF tersebut telah dibakukan oleh ITU-R dalam Rekomendasinya, tetapi terdapat beberapa sistem yang dirancang mempunyai dua atau tiga nilai IF tersendiri, dengan tujuan lebih meningkatkan kinerja sistem penerima. Jadi terdapat dua atau tiga tahapan translasi frekuensi, yang berarti terjadi proses *mixing* sebanyak dua atau tiga kali. Dengan metoda ini, maka kinerja penyeleksian penerima tersebut makin baik atau selektivitas penerima bersangkutan makin tajam. Ini diterapkan misalnya pada sistem komunikasi maritim yang bekerja pada pita 300 MHz, atau sistem penerima radio penyiaran yang dirancang oleh *Sony Corporation*.

Tabel-1 Nilai Frekuensi IF

No.	Sistem	Nilai	Rekomendasi ITU-R
1.	AM Radio Broadcasting	455 kHz	
2.	FM Radio Broadcasting/ Communication point-point	10,7 MHz	

3.	TV Broadcasting (Sistem-B) Sound Vision	33,4 MHz 38,9 MHz	
4.	Microwave-link	70 MHz	
5.	Komunikasi Satelit	70 MHz	

Pada Gbr-1(a) nampak, bahwa blok sistem pemancar terdiri dari dua jalur, yaitu, jalur sinyal pembawa yang diawali dengan blok osilator RF, dan jalur sinyal pemodulasi yang diawali dengan sumber sinyal. Sinyal pada kedua jalur itu mengalami penguatan daya sedemikian sehingga sesuai dengan daya pancar dan derajat modulasi yang dikehendaki. Metoda modulasinya mengikuti salah satu dari dua cara yang ada, yaitu, modulasi level rendah dan modulasi level tinggi, yang telah diuraikan pada Modul-11. Selanjutnya, sinyal yang termodulasi itu disalurkan ke antena dengan melalui rangkaian penyesuai impedansi untuk memberikan keadaan *match* antara pemancar dengan antenanya disamping untuk menekan harmonik yang muncul. Karena pemancar secara per bagian telah dibahas, maka pada Modul-15 ini hanya membahas sisi penerima saja.

Sistem penerima dapat dikelompokkan menjadi dua model, yaitu, sistem penerima yang merupakan bagian dari sistem penerus-pancar (*link*), dan sistem penerima yang akhirnya mendeteksi sinyal pemodulasi yang dibawanya.

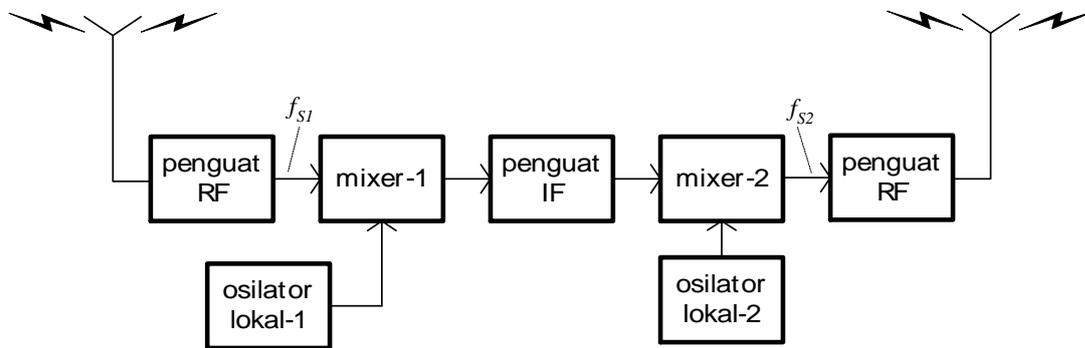
15.1. Sistem Penerus-pancar (*link*)

Sistem ini biasa disebut sebagai *translator* atau *transposer*, yang fungsi utamanya adalah meneruskan pancaran transmisi sinyal RF dengan frekuensi yang berbeda. Penerus-pancaran ini dimaksudkan untuk melebarkan jangkauan atau mencapai lokasi tertentu yang terlalu jauh dari pemancar sumber. Arah peneruspancaran sinyal RF dapat merupakan *point-to-point* atau *point-to-multipoint*, bahkan berbentuk *omnidirectional*.

Arah *point-to-point* atau *point-to-multipoint* dilakukan pada *microwave-link*, sementara arah *omnidirectional* yang menyebar ke semua arah, diterapkan pada sistem penyiaran radio maupun televisi.

Pada sistem ini, sinyal RF yang diterima, diturunkan frekuensinya sampai frekuensi IF sistem dengan proses *mixing* dan dikuatkan secukupnya. Setelah itu sinyal IF tersebut dinaikkan lagi

frekuensinya ke frekuensi kanal yang baru dengan juga melalui proses *mixing*. Kanal baru tersebut umumnya berbeda dua kanal agar tidak terjadi saling *overlap* pada pita frekuensinya. Frekuensi IF sistem yang dimaksudkan adalah sesuai dengan Tabel-1 di atas. Sistem penerus-pancar yang dimaksudkan dilukiskan diagram bloknya pada Gbr-3. Jadi sebetulnya satu *translator* merupakan gabungan antara sistem penerima dan sistem pemancar.



Gbr-3 Diagram blok sistem translator

Dalam prakteknya, kedua antenna, yaitu sistem antenna penerima dan antenna pemancar diinstalasi pada menara yang sama. Satu contoh misalnya sistem *microwa-ve-link* seperti ditunjukkan pada Gbr-4. Setiap *link-station* berjarak sampai 60 km setiap *hop*-nya dengan daya kurang dari 10 watt. Satu ilustrasi nilai daya adalah, 5 watt yang bekerja pada pita frekuensi 800 MHz, dan jarak diantara *hop* sejauh 73 km. Penerus-pancaran ini dilakukan, diantaranya karena kondisi LOS (*line-of-sight*) sudah tidak terpenuhi lagi dengan adanya bukit misalnya.



Gbr-4 Menara antenna link-station microwave.

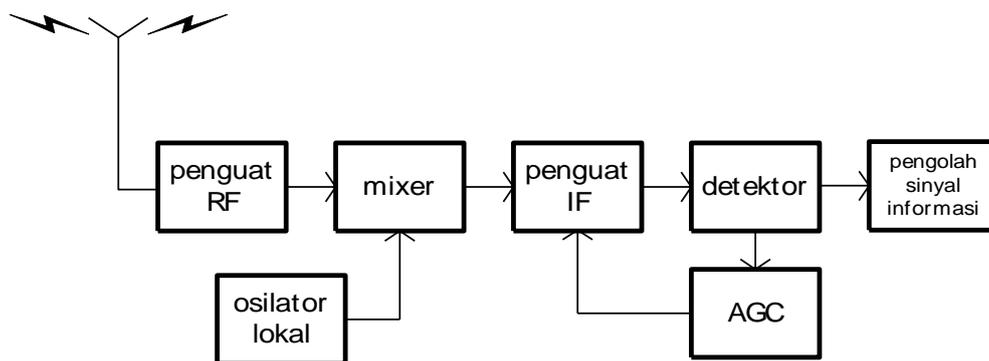
15.2. Sistem Penerima Superheterodyne

Sistem penerima jenis kedua ini mempunyai diagram blok seperti dilukiskan pada Gbr-1(b). Disebut demikian karena awal proses deteksi dilakukan dengan mencampur dua sinyal pada blok *mixer*, yaitu, sinyal osilator lokal dan sinyal RF hasil seleksi rangkaian *tuning*. Proses munculnya beberapa sinyal hasil pencampuran tersebut dinamakan sebagai proses *superheterodyne*, yang berasal dari dua kata, *supersonic* dan *heterodyne*. *Supersonic*, berarti

sinyal suara yang di luar *range* pendengaran manusia. Sementara *heterodyne*, adalah lebih dari satu.

Jadi, dari hasil pencampuran dua sinyal tersebut dihasilkan banyak sinyal, yaitu, dua si-nyal itu sendiri, sinyal dengan frekuensi jumlahnya, sinyal dengan frekuensi selisihnya, serta beberapa harmoniknya. Tetapi dari sekian banyak sinyal tersebut, yang diambil hanya satu, yaitu, sinyal dengan frekuensi selisih kedua sinyal yang dicampur, yaitu yang disebut IF. Pada sinyal IF ini masih mengandung sinyal informasi yang dibawa-nya seperti telah dibuktikan secara matematis pada Modul-9.

Ada baiknya, Gbr-1(b) kita cuplik untuk pembahasan yang dilukiskan kembali pada Gbr-5.



Gbr-5 Sistem Penerima Superheterodyne

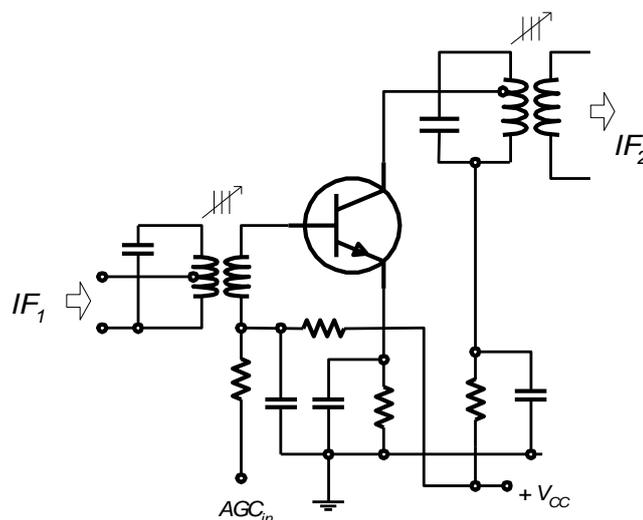
Setelah diperoleh sinyal IF dari rangkaian tuning ganda yang ditempatkan antara blok *mixer* dengan blok penguat-IF, sinyal IF diperkuat dengan nilai *gain* tertentu. Kemu-dian baru dilakukan pemungutan kembali sinyal informasinya yang dilakukan di blok *detektor*, yang selanjutnya sinyal informasi tersebut dikuatkan, untuk didengar dengan loudspeaker bila sinyal tersebut *sound*, untuk dilihat bila sinyal tersebut adalah *vision* dengan picture monitor.

Nampak pada Gbr-5, bahwa dari blok *detektor* diturunkan sinyal yang dikirim ke blok AGC. AGC yang merupakan singkatan dari *automatic gain control*, merupakan sistem pengaturan *gain* tahap-tahap dalam receiver tersebut secara otomatis. Umumnya, tahap-tahap yang dikontrol *gain*-nya adalah blok *penguat-RF* dan atau *penguat-IF*. Sinyal kontrol tersebut berasal dari blok *detektor* yang berbentuk sinyal *dc* dengan level se-bandung dengan level sinyal informasinya. Sementara level sinyal informasi sebanding dengan level RF yang diterima, makin dekat receiver tersebut dengan pemancar, makin tinggi level RF bersangkutan. Sehingga level RF tersebut harus dikontrol besarnya agar level penerimaannya relatif stabil terhadap posisi penerima dengan pemancarnya. Kalau penerima relatif dekat dengan pemancar, maka *gain* tahap-tahap itu harus dikecilkan, sementara

bila relatif jauh jaraknya, maka *gain* tersebut harus dinaikkan. Ini dilakukan secara otomatis oleh sistem AGC.

Pada sistem penerima FM yang ditunjukkan pada Gbr-2, sinyal AGC berasal dari blok Limiter yang diberikan ke tahap-tahap RF Amplifier, dan IF Amplifier. Limiter sendiri adalah sebuah penguat IF yang berfungsi untuk membatasi level sinyal IF tersebut pada level tertentu

Kontrol AGC dapat dimasukkan melalui emiter penguat RF atau IF seperti ditunjukkan pada Gbr-6 dan telah dijelaskan pada Modul-13.



Gbr-6 Jalur kontrol AGC ke tahap IF

15.2-1. Image Frequency, (1)p113

Sudah dijelaskan sebelumnya dalam Modul-13, bahwa pada proses superhetero-dyne, $f_o > f_s$, sehingga untuk setiap frekuensi sinyal berlaku $f_o = f_s + f_i$ atau $f_s = f_o - f_i$. Bila kedua sinyal tersebut, f_o dan f_s dicampur, maka akan dihasilkan frekuensi f_i sebagai intermediate frequency (IF) yang akan diolah selanjutnya.

Bila sekarang terdapat sinyal f_{si} yang dapat mencapai input mixer, dimana $f_{si} = f_o + f_i$, maka pencampurannya dengan f_o akan menghasilkan sinyal f_i juga. Sehingga pada saat itu penerima menangkap dua sinyal pemancar sekaligus, yaitu satu kondisi yang tidak diharapkan. Sinyal f_{si}

tersebut dinamakan *signal image frequency* yang didefinisikan sebagai sinyal dengan frekuensi sebesar f_s ditambah dua kali sinyal f_i , atau,

$$f_{si} = f_s + 2f_i \quad \dots\dots\dots (15-1)$$

Oleh karena itu, sinyal *image frequency* ini harus dihilangkan atau ditolak (*reject-ed*). Penolakan (*rejection*) sinyal *image frequency* (frekuensi-bayangan) oleh satu rangkaian tuning (*single-tuned circuit*) ditunjukkan oleh perbandingan (*ratio*) antara penguatan sinyal f_s dan f_{si} , yang besarnya adalah,

$$\alpha = \sqrt{1 + Q^2 \rho^2} \quad \dots\dots\dots (15-2)$$

dimana :

$$\rho = \frac{f_{si}}{f_s} - \frac{f_s}{f_{si}} \quad \dots\dots\dots (15-3)$$

Q = faktor kualitas efektif rangkaian tuning

Bila sistem penerima tersebut mempunyai tahap penguat RF, sehingga terdapat dua *tuned circuit* pada penerima ini, maka perhitungan *rejection* penguat RF juga menggunakan persamaan yang sama. Kemudian, nilai *rejection* totalnya merupakan akar dari hasil kali kedua nilai yang ada, atau,

$$\alpha_t = \sqrt{\alpha_{RF} + \alpha_{IF}} \quad \dots\dots\dots (15-4)$$

Jadi nampak bahwa, kemungkinan adanya sinyal frekuensi-bayangan sangat bergantung pada tahap-tahap sebelum mixer. Bila satu sinyal dengan frekuensi yang bukan f_i masuk ke tahap penguat IF, maka sinyal tersebut tidak mungkin dapat dihilangkan dari sinyal yang dipilih (*tuned*). Tetapi bila perbandingan f_{si}/f_s mempunyai nilai yang besar seperti pada pita frekuensi

penyiaran MW, maka penambahan tahap RF tidak sangat diperlukan untuk memperoleh *image-frequency rejection* yang baik. Penambahan tahap penguat RF diperlukan untuk frekuensi sinyal f_s diatas 3 MHz.

Contoh Soal-1. Suatu penerima superheterodyne tanpa tahap RF, mempunyai rangkaian tuning antenna dengan nilai $Q=100$. Bila nilai $IF=455$ kHz, hitunglah :

- a). f_{si} dan α untuk $f_s = 1000$ Hz
- b). f_{si} dan α untuk $f_s = 25$ MHz

Jawaban :

$$a). f_{si} = 1000 + (2 \times 455) = \mathbf{1910 \text{ kHz}}$$

$$\rho = \frac{1910}{1000} - \frac{1000}{1910} = 1,910 - 0,524 = 1,386$$

$$\alpha = \sqrt{1 + 100^2 \times 1,386^2} = \mathbf{138,6} \text{ atau } 20 \log 138,6 = \mathbf{42 \text{ dB}}$$

Nilai *rejection ratio* 42 dB ini dianggap cukup untuk satu penerima pada pita frekuensi MF.

$$b). f_{si} = 25 + (2 \times 0,455) = \mathbf{25,91 \text{ MHz}}$$

$$\rho = \frac{25,91}{25} - \frac{25}{25,91} = 0,0715$$

$$\text{sehingga, } \alpha = \sqrt{1 + 100^2 \times 0,0715^2} = \mathbf{7,22}$$

Nilai *rejection ratio* 7,22 ini dianggap kurang cukup. Contoh ini menunjukkan, bahwa walaupun pada pita frekuensi MF dapat memberikan *rejection ratio* yang bagus tanpa tahap penguat RF, tetapi pada pita frekuensi HF keatas, tahap ini harus ditambahkan untuk memperoleh nilai *rejection ratio* yang cukup.

Untuk memperbaiki kemampuan sistem penerima pada soal no.1(b), terdapat dua cara untuk mengatasi itu,

Pertama; menambahkan tahap RF yang mempunyai *tuned circuit* dengan nilai Q tertentu,

Kedua; memilih nilai IF baru bila sistem tersebut tetap tanpa tahap penguat RF.

Contoh Soal-2. Dengan nilai *rejection ratio* sebesar 42 dB atau 138,6; untuk kasus soal no.1(b), hitunglah :

- Nilai faktor kualitas *tuned circuit* tahap penguat RF
- Nilai IF baru untuk sistem tersebut

Jawaban :

$$\begin{aligned} \text{a). } \alpha &= \frac{138,6}{7,22} = 19,2 = \sqrt{1 + Q^2 \times \rho^2} \\ 19,2 &= \sqrt{1 + Q^2 \times 0,0715^2} \\ Q^2 &= \frac{19,2^2 - 1}{0,0715^2} \\ Q' &= \frac{\sqrt{367,6}}{0,0715} = 268 \end{aligned}$$

Biasanya satu sistem receiver mempunyai nilai Q yang seragam untuk semua rangkaian tuningnya, sehingga untuk dua nilai Q yang berbeda, 100 dan 268, maka dapat diambil nilai 164 untuk masing-masing rang-kaiian tuning. Nilai ini diperoleh dari, $\sqrt{100 \times 268}$.

- Bila nilai *rejection ratio* dikehendaki sama dengan soal no.1(a), maka dengan perubahan nilai IF, nilai ρ tetap sama, sehingga tetap berlaku hubungan,

$$\frac{f'_{si} - f'_s}{f'_s - f'_{si}} = 1,368 = \frac{1910}{1000} - \frac{1000}{1910}$$

$$\text{sehingga, } \frac{f'_{si}}{f'_s} = \frac{1910}{1000} = 1,91$$

$$\frac{f'_s + 2f'_i}{f'_s} = 1,91$$

$$\frac{25 + 2f'_i}{25} = 1,91 \rightarrow f'_i = 11,4 \text{ MHz}$$

Contoh Soal-3. Satu pesawat penerima superheterodyne yang mempunyai tahap penguat RF menggunakan nilai IF = 450 kHz. Pesawat di *tuned* pada frekuensi 15 MHz. Hitung faktor kualitas Q untuk tahap RF dan input mixer bila dikehendaki *rejection ratio* total = 120. Kedua nilai Q identik.

Jawaban :

Karena masing-masing tuned circuit harus mempunyai faktor Q yang sama, maka keduanya mempunyai nilai rejection ratio yang sama, sehingga,

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \sqrt{\alpha_t} = \sqrt{120} = 10,954$$

$$\rho = \frac{f_{si}}{f_s} - \frac{f_s}{f_{si}} = \frac{15,9}{15} - \frac{15}{15,9} = 0,117$$

$$\alpha = \sqrt{1 + Q^2 \rho^2} \rightarrow Q^2 = \frac{\alpha^2 - 1}{\rho^2}$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha^2 - 1}}{\rho} = \frac{\sqrt{10,954^2 - 1}}{0,117} = \mathbf{93,24}$$

Contoh Soal-4. Satu penerima radio FM menangkap siaran dengan frekuensi 96,9 MHz. Radio tersebut dari jenis pesawat penerima superheterodyne dengan frekuensi local-oscillator, $f_o > f_s$, sementara IF = 10,7 MHz.

- Tentukan nilai f_o ?
- Bila sinyal FM mempunyai bandwidth 180 kHz, tentukan karakteristik filter untuk amplifier RF dan IF ?
- Tentukan frekuensi image ?

Contoh Soal-5. Satu penerima satelit pada C-band, dengan frekuensi IF sebesar 70 MHz. Tentukan nilai image-frequency untuk :

- $f_o > f_s$
- $f_o < f_s$

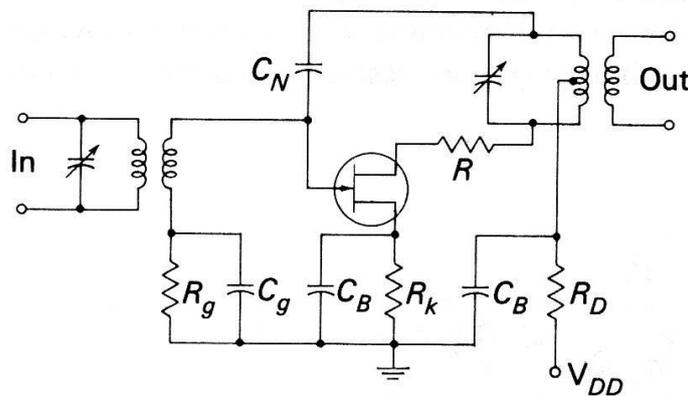
Contoh Soal-6. Satu penerima radio menangkap siaran dengan frekuensi 20 MHz. Frekuensi osilator lokal sebesar 80 MHz dan IF sebesar 100 MHz.

- Tentukan nilai image-frequency ?

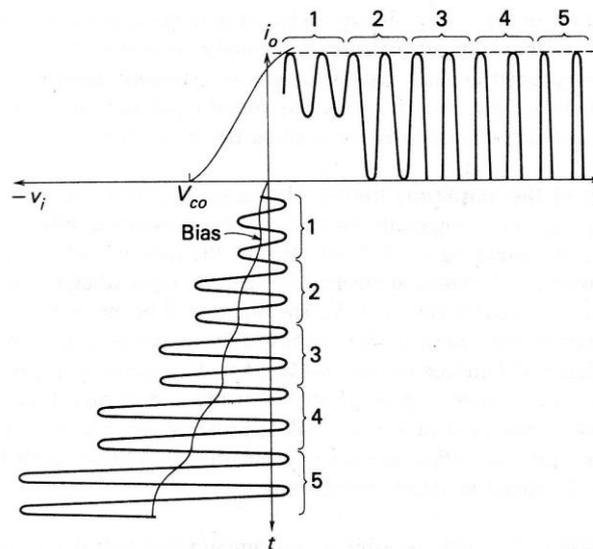
- (b) Bila lokal osilator mempunyai harmonik keduanya, berapakah nilai dua frekuensi tambahan yang diterima ?
- (c) Bila penguat RF dilengkapi dengan single resonant circuit dengan fak-tor $Q = 50$, berapakah redaman frekuensi bayangan dalam satuan dB ?

15.2.2. Limiter, (1)p146

Nama lengkapnya adalah Amplitude Limiter. Sesuai namanya, rangkaian penguat ini akan membatasi amplitudo sinyal FM yang bervariasi levelnya akibat dari inter-ferensi sinyal noise, yang dikatakan bahwa sinyal FM ini mengandung modulasi AM. Jadi blok Limiter ini akan bertindak sebagai *clipper*. Blok penguat ini diletak-kan sebelum tahap demodulator atau discriminator FM seperti ditunjukkan pada Gbr-2. Rangkaian Limiter sendiri ditunjukkan pada Gbr-7.



Gbr-7 Rangkaian Amplitude Limiter



Gbr-8 Karakteristik transfer rangkaian Amplitude Limiter

Daftar Pustaka

1. Kennedy, George; **Electronic Communication Systems**, McGraw-Hill Co., Singapore, 1988.
2. Roddy, Dennis & Coolen, John; **Electronic Communications**, Prentice-Hall of India Ltd, New Delhi, 1981.
3. Temes, Lloyd, PE.; **Communication Electronics for Technicians**, McGraw-Hill Co., New York, 1974.