

Study material on Transistor Part II

Sem-VI Paper -DSE- 1B

Dr. Dipika Saha

Department of Physic

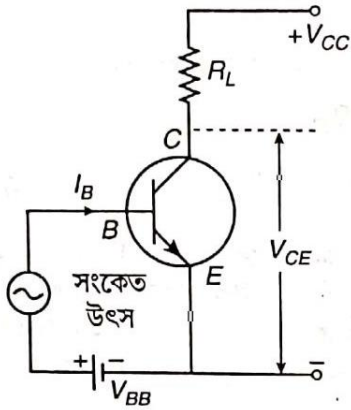
5.4 ট্রানজিস্টর বায়াসিং ও সুস্থিতকরণ (Transistor Biasing and Stabilization)

সক্রিয় অবস্থায় ট্রানজিস্টরে ভূমি সংযোগ (base junction) সম্মুখ বায়াসে এবং সংগ্রাহক সংযোগ (collector junction) বিপরীত বায়াসে থাকা দরকার। ট্রানজিস্টর বিবর্ধকে যখন সংকেত আরোপ করা হয় তখন উভয় সংযোগে বায়াসের পরিবর্তন ঘটে। এজন্য, বায়াস ভোল্টেজ এমনভাবে নির্বাচন করা দরকার যাহাতে সংকেতের সম্পূর্ণ পর্যায়কালে ভূমি সংযোগে সম্মুখ ও সংগ্রাহক সংযোগে বিপরীত বায়াস বজায় থাকে।

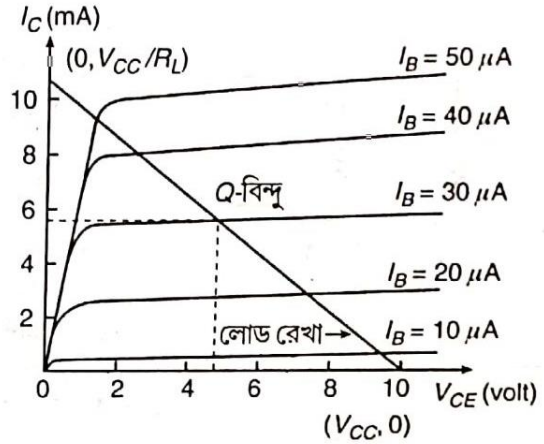
চিত্র 5.2(a)-তে একটি $N-P-N$ ট্রানজিস্টরের সাধারণ নিঃসারক (common emitter) বিবর্ধক বর্তন দেখানো হইয়াছে। বর্তনীতে সংগ্রাহক ভোল্টেজ উৎস V_{CC} লোড রোধ R_L -এর মধ্য দিয়া সংগ্রাহকে যুক্ত এবং সংকেত উৎস V_{BB} -এর সহিত শ্রেণি সমবায়ে ভূমির সঙ্গে যুক্ত করা আছে। এখানে V_{CE} এবং V_{CC} -এর মধ্যে পারস্পরিক সম্পর্ক হইল,

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L \quad (5.4)$$

যেখানে, I_C = সংগ্রাহক প্রবাহমাত্রা।



(a)



(b)

চিত্র 5.2

(5.4) সমীকরণটি V_{CC} ও I_C -এর একমাত্রিক সমীকরণ। ট্রানজিস্টরের উৎপাদ বৈশিষ্ট্য (output characteristics) বা $V_{CE}-I_C$ লেখচিত্রের উপর (5.4) সমীকরণের লেখচিত্র অঙ্কন করা হইয়াছে [চিত্র 5.2(b)]। উক্ত সরলরেখাটি ট্রানজিস্টরের লোড রেখা। নির্দিষ্ট লোডের উপস্থিতিতে V_{CE} -এর মানের সহিত I_C -এর মানের পরিবর্তন হইতে লোড রেখা নির্ধারিত হয়। সংকেতের অনুপস্থিতিতে V_{CE} ও I_C -এর যে বিশেষ মানে স্থির থাকে তাহাকে ট্রানজিস্টরের ক্রিয়াবিন্দু (operating point) বা Q -বিন্দু (Q -point or quiescent point) বলে। চিত্র 5.2(b)-তে Q -বিন্দুর অবস্থান দেখানো হইয়াছে। সুষ্ঠুভাবে বিবর্ধন কার্য সম্পন্ন করিবার জন্য Q -বিন্দু সর্বদা লোড রেখার মাঝামাঝি জায়গায় রাখা হয়। ফলে, ট্রানজিস্টরে সংকেত প্রযুক্ত হইলে V_{CE} -এর পরিবর্তনের জন্য I_C -এর পরিবর্তন, লোড রেখা বরাবর Q -বিন্দুর উভয়দিকে সমানভাবে ঘটায় সুযোগ পায় এবং ঐ পরিবর্তন বৈশিষ্ট্যের সক্রিয় অঞ্চলের মধ্যে সীমিত থাকে। Q -বিন্দু লোড রেখার উপরদিকে থাকিলে সংকেতের ধনাত্মক অর্ধচক্রে বিবর্ধিত সংকেত ট্রানজিস্টরের সংপৃক্ত অঞ্চলে এবং Q -বিন্দু লোড রেখার নিচের দিকে থাকিলে সংকেতের ঋণাত্মক অর্ধচক্রে ট্রানজিস্টরটি ছেদ অঞ্চলে চলিয়া যাওয়ার সম্ভাবনা থাকে।

Q -বিন্দুর সঠিক নির্বাচনের সহিত Q -বিন্দুর সুস্থিতকরণ (stabilization)-ও লক্ষ্য রাখা প্রয়োজন। ট্রানজিস্টরের সাধারণ নিঃসারক (common emitter) বিবর্ধক বর্তনীতে উভয় সংযোগে যথাযথ বায়াস থাকা সত্ত্বেও ক্রিয়াবিন্দু বা Q -বিন্দুর অবস্থান ঠিক থাকে না। ইহার কারণ, সাধারণ নিঃসারক বর্তনীতে I_C এবং I_B -এর মধ্যে সম্পর্ক নিম্নরূপ :

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \quad (5.5)$$

যেখানে $I_{CEO} = (\beta + 1)I_{CBO}$

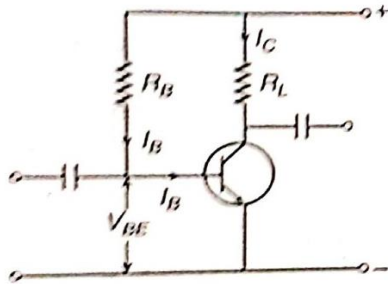
উষ্ণতার সহিত I_{CBO} এবং I_{CEO} বৃদ্ধি পায়। সুতরাং I_B অপরিবর্তিত থাকিলে, I_{CBO} -এর সহিত I_C -এর পরিবর্তনের হার,

$$S = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = (\beta + 1) \quad (5.6)$$

S রাশিটিকে বর্তনীর সুস্থিত গুণক (stability factor) বলা হয়। আদর্শ ক্ষেত্রে $S = 1$ হওয়া উচিত। কারণ, তখন I_{CBO} এবং I_C -এর পরিবর্তন সমপরিমাণ থাকে। কিন্তু, বাস্তবে ট্রানজিস্টর বর্তনীর ক্ষেত্রে S -এর

মান 30 হইতে 100 পর্যন্ত হয়, ফলে Q -বিন্দু সুস্থিত হয় না। Q -বিন্দু সুস্থিত না থাকিলে I_{CBO} -এর বৃদ্ধিতে I_C ক্রমাগত বৃদ্ধি পায় ও ট্রানজিস্টরটি ক্রমাগত উত্তপ্ত হয় ও অবশেষে বিনষ্ট হয়। এই ঘটনাকে ট্রানজিস্টরের তাপীয় বিনাশ (thermal runaway) বলে। এই কারণে ট্রানজিস্টর বায়াসিং বর্তনীতে এমন ব্যবস্থা থাকা উচিত যাহাতে বায়াসের সঙ্গে ট্রানজিস্টরের Q -বিন্দু সুস্থিত থাকে এবং ট্রানজিস্টরটি তাপীয় বিনাশের হাত হইতে রক্ষা পায়।

ট্রানজিস্টর বায়াসিং-এর প্রচলিত পদ্ধতিগুলির মধ্যে স্থির বা ভূমি বায়াস (fixed or base bias) পদ্ধতি সর্বাপেক্ষা সহজ। এই ব্যবস্থায় ট্রানজিস্টরের ভূমি এবং V_{CC} উৎসের মধ্যে একটি উচ্চ রোধ R_B যুক্ত করা হয়। সঠিক Q -বিন্দুর জন্য প্রয়োজনীয় ভূমিপ্রবাহ I_B , V_{CC} উৎস হইতে R_B -এর মাধ্যমে ভূমিতে প্রবাহিত হয় (চিত্র 5.3)।



চিত্র 5.3

ভূমি নিঃসারক শাখায় কারণ্যফের দ্বিতীয় সূত্রানুযায়ী লেখা যায়,

$$V_{CC} = V_{BE} + I_B R_B \quad (5.7)$$

$$\text{বা, } R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} \quad (5.8)$$

জার্মেনিয়াম এবং সিলিকন ট্রানজিস্টরের ক্ষেত্রে V_{BE} -এর মান যথাক্রমে 0.7 এবং 1.0 ভোল্ট ধরিলে সমীকরণ (5.8) হইতে R_B -এর মান নির্ণয় করা যায়। অধিকাংশ ক্ষেত্রে, V_{CC} -এর মান 9 হইতে 12 ভোল্টের মত থাকায় V_{BE} -এর মান V_{CC} -এর তুলনায় উপেক্ষা করা যায় এবং তখন

$$R_B \approx \frac{V_{CC}}{I_B} \quad (5.9)$$

স্থির বায়াস বর্তনীতে Q -বিন্দু সুস্থিতকরণের (stabilization) ব্যবস্থা না থাকায়, উষ্ণতা বৃদ্ধিতে I_C এবং I_B ক্রমাগত বৃদ্ধি পায়। ফলে, Q -বিন্দু লোড রেখার উপরের দিকে সরিয়া গেলে ট্রানজিস্টরের তাপীয় বিনাশের সম্ভাবনা থাকে।

বায়াসিং ও উত্তম সুস্থিতকরণের উৎকৃষ্ট উপায় হইল বিভব বিভাজন বায়াসিং (potential divider biasing) ব্যবস্থা (চিত্র 5.5)।

রোধ R_1 ও R_2 এই বর্তনীতে V_{CC} -এর সহিত শ্রেণি সমবায়ে যুক্ত থাকায় R_2 -এর প্রান্তীয় বিভব $V_2 = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2}$ স্থির থাকে। ভূমি ও নিঃসারকের ভিতর বায়াস ভোল্টেজ

$$V_{BE} = V_2 - I_E R_E,$$

যেখানে $I_E =$ নিঃসারক প্রবাহমাত্রা

(5.11)

$$\text{সমীকরণ (5.11) হইতে, } I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} \approx \frac{V_2}{R_E} \quad (\because V_2 \gg V_{BE})$$

আবার, $I_E = I_B + I_C \simeq I_C$ ($\because I_C \gg I_B$)

$$\therefore I_C = \frac{V_2}{R_E}$$

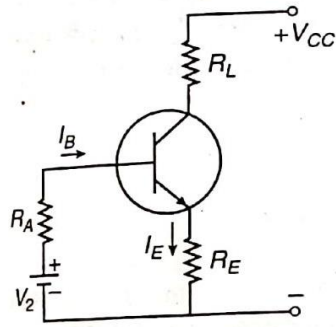
$$\text{অথবা, } R_E = \frac{V_2}{I_C} \quad (5.12)$$

এখন, সংগ্রাহক বর্তনীতে কারশ্যফের দ্বিতীয় সূত্র প্রয়োগ করিয়া পাই,

$$V_{CC} = I_C R_L + V_{CE} + I_E R_E$$

$$\text{অথবা, } V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_L + R_E) \quad (5.13)$$

বিভব বিভাজন বায়াসিং বর্তনী ট্রানজিস্টর সুস্থিতকরণে যথেষ্ট কার্যকরী। ইহার কারণ, উষ্ণতা বৃদ্ধিতে যখন I_C বৃদ্ধি পায় তখন একই সাথে R_E -এর প্রাক্তীয় বিভব বাড়ে। কিন্তু, V_2 সর্বদা স্থির থাকায় V_{BE} -এর মান হ্রাস পায় (যেহেতু $V_{BE} = V_2 - I_E R_E$)। V_{BE} -এর হ্রাসের ফলে I_B এবং I_C -এর মান হ্রাস পায়। ফলে Q -বিন্দু সুস্থিত থাকে।



চিত্র 5.6

এই বর্তনীর সুস্থিত গুণক (stability factor) নির্ণয় করিবার জন্য প্রথমে R_1, R_2 শাখাকে থেভেনিন উপপাদ্য (Thevenin's theorem) দ্বারা রূপান্তরিত করা হইল (চিত্র 5.6)। থেভেনিন উপপাদ্যের ভিত্তিতে ধরি ভূমি বর্তনীতে একটি ভোল্টেজ উৎস $V_2 = V_{CC} R_2 / (R_1 + R_2)$ এবং রোধ $R_A = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ শ্রেণি সমবায়ে যুক্ত করা আছে।

চিত্র 5.6-এর ভূমি-নিঃসারক বর্তনীতে কারশ্যফের দ্বিতীয় সূত্র প্রয়োগ করিয়া পাই,

$$V_2 - I_B R_A = I_E R_E \quad (5.14)$$

আবার আমরা জানি, $I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$

$$\text{অথবা, } I_C = \beta I_B + \frac{I_{CBO}}{(1 - \alpha)}$$

$$\text{অথবা, } \beta I_B = I_C - \frac{I_{CBO}}{(1 - \alpha)}$$

$$\text{অথবা, } I_B = \frac{I_C}{\beta} - \frac{I_{CBO}}{\beta(1 - \alpha)} \quad (5.15)$$

(5.14) হইতে পাই,

$$V_2 = I_B (R_A + R_E) + I_C R_E$$

$$\text{অথবা, } I_C = \frac{V_2}{R_E} - I_B \left(1 + \frac{R_A}{R_E} \right) \quad (5.16)$$

সমীকরণ (5.15) ও (5.16) হইতে পাই,

$$I_C = \frac{V_2}{R_E} - \left\{ \frac{I_C}{\beta} - \frac{I_{CBO}}{\beta(1 - \alpha)} \right\} \left(1 + \frac{R_A}{R_E} \right)$$

$$\text{অথবা, } I_C \left\{ 1 + \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{R_A}{R_E} \right) \right\} = \frac{V_2}{R_E} + \frac{(R_A + R_E)}{\alpha R_E} I_{CBO} \quad \left(\because \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \right)$$

অথবা,
$$I_C \left\{ \frac{R_E(1 + \beta) + R_A}{\beta R_E} \right\} = \frac{V_2}{R_E} + \frac{R_A + R_E}{\alpha R_E} I_{CBO}$$

অথবা,
$$I_C = \frac{V_2 \beta}{R_A + \frac{R_E}{(1-\alpha)}} + \frac{(R_A + R_E)}{R_A(1-\alpha) + R_E} I_{CBO}$$

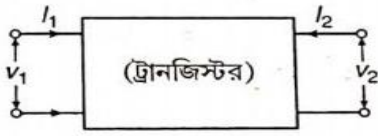
অথবা,
$$S = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{R_A + R_E}{R_A(1-\alpha) + R_E} = \frac{1}{1 - \frac{\alpha}{\left(1 + \frac{R_E}{R_A}\right)}} \quad (5.17)$$

(5.17) সমীকরণ হইতে দেখা যায় যে, $\frac{R_E}{R_A} \rightarrow \infty$ হইলে সুস্থিত গুণক $S \rightarrow 1$ হয়। সুতরাং $\frac{R_E}{R_A}$ -এর মান বেশি রাখিলে S -এর মান কম হইবে।

বাস্তবক্ষেত্রে, $\frac{R_E}{R_A}$ -এর মান সমযোজিত (adjust) করিয়া বর্তনীর সুস্থিত গুণক ঠিক রাখা হয়। সমীকরণ (5.14) হইতে দেখা যায় যে, $\frac{R_A}{R_E}$ -এর মান কখনও $\frac{S-1}{1-S(1-\alpha)}$ সীমা লঙ্ঘন করিতে পারে না।

5.5 মিশ্র বা h -প্রাচলের ভিত্তিতে ট্রানজিস্টর বর্তনীর বিশ্লেষণ (Analysis of Transistor Circuits by Hybrid or h -parameters)

কোন ট্রানজিস্টরকে একটি সক্রিয় চতুর্প্রান্তিক জালক (active four-terminal network) হিসাবে কল্পনা করা যায়। যাহার নিবেশ এবং উৎপাদ প্রান্তের বিভব ও প্রবাহমাত্রা যথাক্রমে V_1, I_1 এবং V_2, I_2 দ্বারা সূচিত করা হইলে তাহাদের মধ্যে অপেক্ষীয় সম্পর্ক (functional relation) নিম্নরূপে প্রকাশ করা যায় :



চিত্র 5.7

$$V_1 = V_1(I_1, V_2) \quad (5.18)$$

$$I_2 = I_2(I_1, V_2) \quad (5.19)$$

সমীকরণ (5.18) ও (5.19) হইতে I_1 এবং I_2 -এর যথার্থ অবকলকে (perfect differential) নিম্নরূপে প্রকাশ করা যায় :

$$dV_1 = \left(\frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right)_{V_2} dI_1 + \left(\frac{\partial V_1}{\partial V_2} \right)_{I_1} dV_2 \quad (5.20)$$

$$\text{এবং } dI_2 = \left(\frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right)_{V_2} dI_1 + \left(\frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right)_{I_1} dV_2 \quad (5.21)$$

ভোল্টেজ এবং প্রবাহমাত্রার সামান্য পরিবর্তন $dV_2 = v_2$ এবং $dI_1 = i_1$ দ্বারা প্রতিস্থাপিত করিলে উক্ত সমীকরণদ্বয়কে লেখা যায়,

$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \quad (5.22)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \quad (5.23)$$

$h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ এই চারটি রাশিকে মিশ্র বা h -প্রাচল বলা হয়। কারণ ইহাদের মধ্যে h_{11} ও h_{22} -এর একক বর্তমান কিন্তু h_{12} এবং h_{21} এককহীন রাশি। তাই ইহাদের মিশ্র (hybrid) প্রাচল বলে।

ট্রানজিস্টরের সাধারণ ভূমি বা নিঃসারক বিন্যাসে h -প্রাচলগুলির নিচে b বা e অক্ষর যুক্ত করা হয়। অর্থাৎ সাধারণ ভূমি বিন্যাসের ক্ষেত্রে

$$h_{11b} = h_{ib}; h_{12b} = h_{rb}; h_{21b} = h_{fb}; h_{22b} = h_{ob}$$

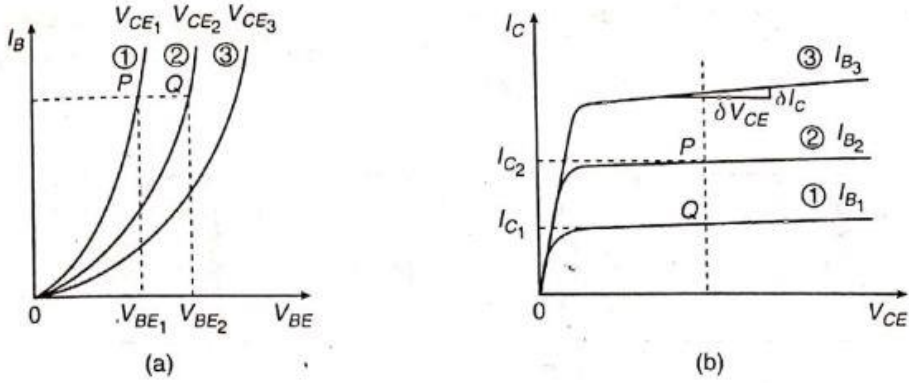
অনুরূপে, সাধারণ নিঃসারক বিন্যাসের ক্ষেত্রে,

$$h_{11e} = h_{ie}; h_{12e} = h_{re}; h_{21e} = h_{fe}; h_{22e} = h_{oe}$$

5.6 ট্রানজিস্টরের স্থিত-বৈশিষ্ট্য লেখ-এর সাহায্যে h -এর প্রাচল নির্ণয় (Determination of h -parameters of a Transistor from its Static Characteristics)

ট্রানজিস্টরের সাধারণ ভূমি বা নিঃসারক বিন্যাসের ক্ষেত্রে প্রাপ্ত স্থিত-বৈশিষ্ট্যের সাহায্যে h -প্রাচলগুলি নির্ণয় করা যায়। h_i , h_r নির্ণয়ের জন্য ট্রানজিস্টরের নিবেশ বৈশিষ্ট্য লেখ এবং h_f , h_o নির্ণয়ের ক্ষেত্রে উৎপাদ বৈশিষ্ট্য লেখ উপযোগী।

চিত্র 5.8(a)-তে সাধারণ নিঃসারক বিন্যাসে ক্রিয়ারত একটি $P-N-P$ ট্রানজিস্টরের নিবেশ বৈশিষ্ট্য লেখ অঙ্কিত হইয়াছে, V_{CE} -এর স্থির মানের জন্য।



চিত্র 5.8

সংজ্ঞানুযায়ী, V_{CE} -এর স্থির মানের জন্য অল্প V_{BE} -এর পরিবর্তনের সহিত সংশ্লিষ্ট I_B -এর যে পরিবর্তন হয় তাহাদের অনুপাতকে h_{ie} বলা হয়।

$$\therefore h_{ie} = \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right)_{V_{CE}} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

$\frac{i_b}{V_{bc}}$ চিত্রে প্রদর্শিত লেখচিত্রের ঝঞ্জু অংশের নতিকে নির্দেশ করে। সুতরাং নিবেশ বৈশিষ্ট্য লেখ-এর ঝঞ্জু অংশের নতির অন্যান্যক (reciprocal) নির্ণয় করিলে h_{ie} পাওয়া যায়।

আবার কাছাকাছি দুইটি সংগ্রাহক ভোল্টেজ V_{CE_1} এবং V_{CE_2} -এর জন্য অঙ্কিত দুইটি লেখচিত্রের সাহায্যে h_{re} নির্ণয় করা যায়। লেখচিত্র দুইটির ঝঞ্জু অংশের মধ্য দিয়া একটি অনুভূমিক রেখা অঙ্কন করা হইলে, ধরি রেখাটি 1 এবং 2 নং লেখচিত্রকে P এবং Q বিন্দুতে ছেদ করে। P এবং Q বিন্দুর জন্য লেখচিত্র হইতে V_{BE} -এর প্রাপ্ত মান V_{BE_1} এবং V_{BE_2} হইলে, সংজ্ঞানুযায়ী,

$$h_{re} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} = \frac{V_{BE_1} - V_{BE_2}}{V_{CE_1} - V_{CE_2}} \text{ হইবে।}$$

ট্রানজিস্টরের উৎপাদ বৈশিষ্ট্য লেখ-এর সাহায্যে h_{fe} এবং h_{oe} নির্ণয় করা যায়। সাধারণ নিঃসারক বিন্যাসের ক্ষেত্রে $P-N-P$ ট্রানজিস্টরের উৎপাদ বৈশিষ্ট্য লেখ 5.8(b) চিত্রে প্রদর্শিত হইয়াছে। V_{CE} স্থির থাকিলে I_B -এর পরিবর্তনের ফলে I_C -এর যে পরিবর্তন হয় তাহাকে h_{fe} বলে।

$$\therefore h_{fe} = \left(\frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right)_{V_{CE}}$$

h_{fe} নির্ণয়ের জন্য 5.8(b) চিত্রে প্রদর্শিত উৎপাদ বৈশিষ্ট্যের সক্রিয় অংশে একটি উল্লম্ব রেখা PQ অঙ্কন করিলে I_C -এর পরিবর্তন $\partial I_C = I_{C_2} - I_{C_1} = PQ$ পাওয়া যায়। I_C -এর ঐ পরিবর্তনের জন্য I_B -এর পরিবর্তন $(I_{B_2} - I_{B_1})$ ।

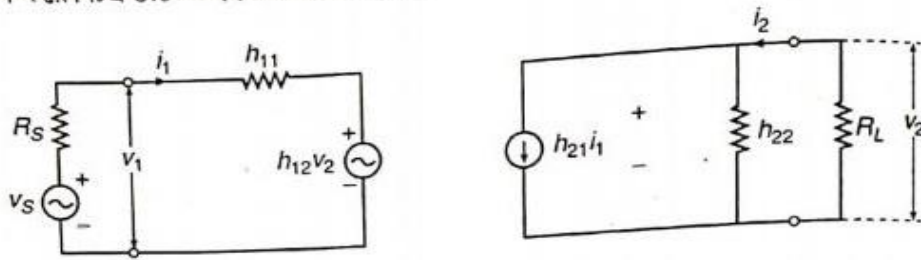
$$\therefore h_{fe} = \left(\frac{I_{C_2} - I_{C_1}}{I_{B_2} - I_{B_1}} \right)_{V_{CE}}$$

অনুরূপে, I_B -এর কোনও স্থির মানে V_{CE} -এর পরিবর্তনের জন্য I_C -এর যে পরিবর্তন ঘটে তাহাকে h_{oc} বলা হয়। 5.8(b) চিত্রানুযায়ী,

$$h_{oc} = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)_{I_B}$$

5.7 ট্রানজিস্টর বিবর্ধকের সাধারণ বিশ্লেষণ (Generalized Analysis of Transistor Amplifier)

কোনো ট্রানজিস্টরকে চতুর্প্রান্তিক সক্রিয় বর্তনী (four-terminal active network) দ্বারা চিহ্নিত করিয়া নিবেশ ও উৎপাদ প্রান্তে সংকেত উৎস ও লোড যুক্ত করিলে তাহা এক-পর্বায়ী (single-stage) ট্রানজিস্টর বিবর্ধক তুল্যাক বর্তনী নির্দেশ করে। চিত্র 5.9-এ ইহা দেখানো হইয়াছে।



চিত্র 5.9

ধরি, উৎসের বর্গমাধ্যমূল ভোল্টেজ v_S , অভ্যন্তরীণ রোধ R_S এবং লোড রোধ R_L । বিবর্ধকের প্রবাহমাত্রা বিবর্ধন A_i , নিবেশ রোধ R_{in} , ভোল্টেজ বিবর্ধন A_v , উৎপাদ রোধ R_o এবং ক্ষমতা বিবর্ধন A_p তুল্যাক বর্তনীর সাহায্যে সহজেই নির্ণয় করা যায়।

উৎপাদ বর্তনীতে কারশ্যফের প্রথম সূত্র প্রয়োগ করিয়া পাই,

$$h_{21}i_1 = i_{h_{22}} + i_2 \quad (5.24)$$

যেখানে, $i_{h_{22}} = h_{22}$ -এর মধ্য দিয়া প্রবাহমাত্রা।

$$\text{আবার, } \frac{i_{h_{22}}}{i_2} = \frac{h_{22}}{\left(\frac{1}{R_L} \right)} = h_{22}R_L$$

$$\text{অথবা, } i_{h_{22}} = R_L h_{22} i_2 \quad (5.25)$$

(5.24) এবং (5.25) সমীকরণ হইতে পাই,

$$h_{21}i_1 = i_2(1 + R_L h_{22}) \quad (5.26)$$

অতএব, বিবর্ধকের প্রবাহমাত্রা বিবর্ধন

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{(1 + R_L h_{22})} \quad (5.27)$$

$$\text{সংকেত প্রযুক্ত হইলে, } v_2 = -R_L i_2 \quad (5.28)$$

অতঃপর, (5.27) এবং (5.28) সমীকরণ হইতে পাই,

$$v_2 = -\frac{R_L h_{21} i_1}{(1 + R_L h_{22})} \quad (5.29)$$

এখন $v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$ সমীকরণে v_2 -এর মান বসাইয়া পাই,

$$v_1 = i_1 \left(h_{11} - \frac{R_L h_{12} h_{21}}{1 + R_L h_{22}} \right)$$

অতএব বিবর্ধকের নিবেশ রোধের সংজ্ঞানুযায়ী,

$$\begin{aligned} R_{in} &= \frac{v_1}{i_1} = h_{11} - \frac{R_L h_{12} h_{21}}{1 + R_L h_{22}} \\ &= \frac{h_{11} + R_L \Delta^h}{1 + R_L h_{22}} \end{aligned} \quad (5.30)$$

যেখানে $\Delta^h = h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12}$

$$= \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix} \quad (5.31)$$

সমীকরণ (5.30) হইতে বলা যায় যে, বিবর্ধকের নিবেশ রোধ R_{in} -লোডের মান R_L -এর উপর নির্ভর করে।

সংজ্ঞানুযায়ী, উৎপাদ ও নিবেশ ভোল্টেজের অনুপাতকে বিবর্ধকের ভোল্টেজ বিবর্ধন (A_v) বলা হয়।

$$\therefore \text{বিবর্ধন, } A_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{i_2 R_L}{i_1 R_{in}} = -A_i \frac{R_L}{R_{in}} \quad (5.32)$$

(5.27) এবং (5.30) সমীকরণ হইতে A_i এবং R_{in} -এর মান বসাইয়া পাই,

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-h_{21}}{(1 + h_{22}R_L)} \frac{R_L(1 + h_{22}R_L)}{(h_{11}R_L \Delta^h)} \\ &= -\frac{h_{21}R_L}{(h_{11}R_L \Delta^h)} \end{aligned} \quad (5.33)$$

সঠিক ভোল্টেজ বিবর্ধন নির্ণয় সংকেত ভোল্টেজের সাপেক্ষে করা উচিত। সুতরাং সংকেত ভোল্টেজের সাপেক্ষে বিবর্ধকের ভোল্টেজ বিবর্ধন,

$$A'_v = \frac{v_2}{v_S}$$

$$\text{এখন, } v_S = v_1 + i_1 R_S = v_1 \left(1 + \frac{R_S}{R_{in}} \right) \quad \left(\because i_1 = \frac{v_1}{R_{in}} \right) \quad (5.34)$$

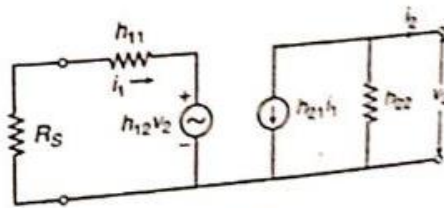
$$\therefore A'_v = \frac{v_2}{v_S} = \frac{v_2}{v_1 \left(1 + \frac{R_S}{R_{in}} \right)} = \frac{A_v}{\left(1 + \frac{R_S}{R_{in}} \right)} \quad (5.35)$$

আবার (5.30) এবং (5.33) হইতে R_{in} এবং A_v -এর মান বসাইয়া পাই,

$$A'_v = -\frac{h_{21}R_L}{(h_{11} + \Delta^h R_L) + R_S(1 + h_{22}R_L)} \quad (5.36)$$

(5.35) সমীকরণ হইতে বলা যায় যে, সর্বদা $A'_v < A_v$ । উৎসের অভ্যন্তরীণ রোধ $R_S = 0$ হইলে কেবল $A'_v = A_v$ হইবে।

বিবর্ধকের উৎপাদ রোধ, পরিমাপ করিবার সময়, নিবেশ প্রাপ্তদ্বয় উৎসের অভ্যন্তরীণ রোধ R_S দ্বারা যুক্ত আছে ধরিতে হইবে এবং উৎপাদ প্রাপ্তে কোনও লোড অনুপস্থিত ও তাহার পরিবর্তে সেখানে v_2 ভোল্টেজ প্রযুক্ত হইয়াছে। ঐ অবস্থায় বিবর্ধকের উৎপাদ রোধ $R_o = \frac{v_2}{i_2}$ লেখা যায়। 5.9 চিত্রের তুল্যাংক বর্তনী এই অবস্থায় 5.10 চিত্রের ন্যায় অঙ্কন করা যায়।



চিত্র 5.10

নিবেশ বর্তনীতে উৎস না থাকায় কারশ্যাফের দ্বিতীয় সূত্রানুযায়ী লেখা যায়,

$$i_1(R_S + h_{11}) + h_{12}v_2 = 0$$

$$\text{অথবা, } i_1 = -\frac{h_{12}v_2}{(R_S + h_{11})} \quad (5.37)$$

এক্ষে, $i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$ সমীকরণে i_1 -এর মান বসাইয়া সমাধান করিলে পাই,

$$R_o = \frac{v_2}{i_2} = \frac{R_S + h_{11}}{(h_{22}R_S + \Delta^h)} \quad (5.38)$$

(5.38) সমীকরণ হইতে বোঝা যায় যে বিবর্ধকের উৎপাদ রোধ R_o সর্বদা উৎসের অভ্যন্তরীণ রোধ R_S -এর উপর নির্ভরশীল।

বিবর্ধকের ক্ষমতা বিবর্ধনের সংজ্ঞানুযায়ী,

$$\text{ক্ষমতা বিবর্ধন } A_P = \frac{P_2}{P_1}$$

যেখানে, $P_2 =$ লোডে বৈদ্যুতিক ক্ষমতার অপচয়

এবং $P_1 =$ নিবেশে প্রযুক্ত বৈদ্যুতিক ক্ষমতা।

প্রবাহমাত্রা ও ভোল্টেজের সাপেক্ষে $P_2 = i_2v_2$ এবং $P_1 = i_1v_1$ হইলে,

$$A_P = \frac{i_2v_2}{i_1v_1} = A_i A_v \quad (5.39)$$

(5.27) এবং (5.33) সমীকরণে প্রাপ্ত A_i এবং A_v -এর মান বসাইয়া পাই,

$$|A_P| = \frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + h_{21}R_L)(h_{11} + \Delta^h R_L)} \quad (5.40)$$

সংক্ষেত উৎসের অভ্যন্তরীণ রোধ R_S বিবর্ধকের নিবেশ রোধ R_i -এর সমান হইলে এবং লোড R_L , বিবর্ধকের উৎপাদ রোধ R_o -এর সহিত সমান হইলে, সর্বোচ্চ ক্ষমতা সঞ্চালন উপপাদ্য (maximum power transfer theorem) অনুযায়ী উৎস হইতে লোডে সর্বোচ্চ বৈদ্যুতিক ক্ষমতা সঞ্চালিত হইবে এবং ঐ অবস্থায় বিবর্ধকের ক্ষমতা বিবর্ধনের সর্বোচ্চ মান $|A_P|_{\max}$ পাওয়া যাইবে। সুতরাং সর্বোচ্চ ক্ষমতা বিবর্ধনের ক্ষেত্রে,

$$R_S = R_i = \frac{h_{11} + R_L \Delta^h}{1 + h_{22}R_L} \quad (5.41)$$

$$\text{এবং } R_L = R_o = \frac{h_{11} + R_S}{\Delta^h + h_{22}R_S} \quad (5.42)$$

(5.41) এবং (5.42) সমীকরণদ্বয় সমাধান করিয়া পাই,

$$R_S = \sqrt{\frac{h_{11} \Delta^h}{h_{22}}} \quad (5.43)$$

$$\text{এবং } R_L = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta^h}} \quad (5.44)$$

অতএব, বিবর্ধকের সর্বোচ্চ ক্ষমতা বিবর্ধন,

$$|A_P|_{\max} = \frac{i_2^2}{i_1^2} \cdot \frac{R_L}{R_S} = A_i^2 \cdot \frac{R_L}{R_S}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{h_{21}^2}{\left(1 + \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}\Delta h}} h_{22}\right)^2} \cdot \frac{\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}\Delta h}}}{\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}\Delta h}}} \\
&= \frac{h_{21}^2}{\left(1 + \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}\Delta h}}\right)^2 \Delta h} \\
\therefore |A_P|_{\max} &= \frac{h_{21}^2}{\left(\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11}h_{22}}\right)^2} \quad (5.45)
\end{aligned}$$

এই সমীকরণ হইতে দেখা যায় যে, সর্বোচ্চ ক্ষমতা বিবর্ধন h -প্রাচলগুলির উপর নির্ভরশীল।

5.8 এক-পর্যায়ী ট্রানজিস্টর RC-যুগ্মিত বিবর্ধক (Single-Stage RC-Coupled Transistor Amplifier)

চিত্রে 5.11-এ $N-P-N$ ট্রানজিস্টর দ্বারা গঠিত একটি এক-পর্যায়ী RC -যুগ্মিত বিবর্ধক বর্তনী প্রদর্শিত হইয়াছে। মধ্যপটি কম্পাঙ্কে (mid-frequency range) C , C_C এবং C_E ধারকগুলির প্রতিঘাত খুব কম বলিয়া সেইগুলি লঘুপথিত (short circuit) বলিয়া মনে করা যায়। বায়াসিং শাখার রোধ বেশি হইলে R_1 , R_2 -এর প্রভাব উপেক্ষা করা যায়। তখন h -প্রাচলের ভিত্তিতে মধ্যপটি কম্পাঙ্কের জন্য বিবর্ধকের তুল্যাংক বর্তনী 5.12 চিত্রের ন্যায় হইবে।

ভূমি বর্তনীর ক্ষেত্রে,

$$v_i = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce} \quad (5.46)$$

সংগ্রাহক বর্তনীর C -সংযোগ বিন্দুতে আমরা লিখিতে পারি,

$$-h_{fe}i_b = (h_{oe} + G_L + G)v_o \quad \left(\text{যেখানে } G_L = \frac{1}{R_L}, G = \frac{1}{R}\right) \quad (5.47)$$

নিম্নপটি কম্পাঙ্কে বিবর্ধকের তুল্যাংক বর্তনী

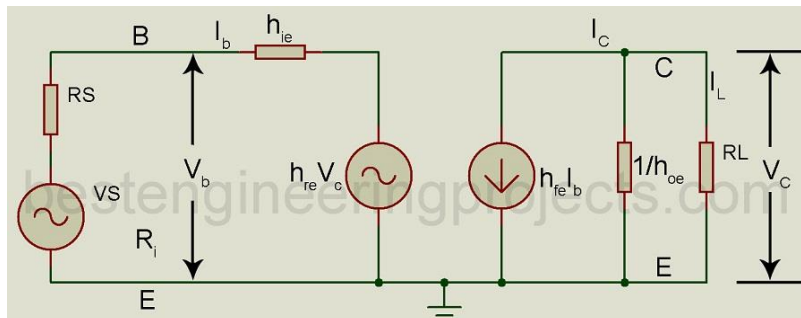


Figure 2: Equivalent Circuit of CE amplifier using h-model

Current Gain or Current Amplification:

Current gain is defined as the ratio of the load current I_L to the input current I_b .

Thus, Current Gain

$$A_I = \frac{I_L}{I_b} = -\frac{I_c}{I_b} \quad \dots\dots(1)$$

But from figure 2,

$$I_c = h_{fe} \times I_b + h_{oe} \times V_c \quad \dots\dots(2)$$

$$\text{Also } V_c = I_L \times R_L = -I_c \times R_L \quad \dots\dots(3)$$

Combining Equation (2) and (3) we get,

$$I_c = h_{fe} I_b - h_{oe} \times I_c \times R_L \text{ or } (1 + h_{oe} \times R_L) I_c = h_{fe} \times I_b$$

Hence current gain

$$A_I = -\frac{I_c}{I_b} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} \times R_L} \quad \dots\dots(4)$$

Input Impedance R_i :

This is the impedance between the input terminals B and E looking into the amplifier as shown in Figure 2 and is, therefore, given by,

$$R_i = \frac{V_b}{I_b} \quad \dots\dots(5)$$

From figure 2

$$V_b = h_{ie} \times I_b + h_{re} \times V_c \quad \dots\dots(6)$$

$$\text{But } V_c = -I_c \times R_L = A_I I_b R_L \quad \dots\dots(7)$$

Substituting the value of V_c from Equation (7) into Equation (6) we get,

$$V_b = h_{ie} \times I_b + h_{re} A_I I_b R_L \quad \dots\dots(8)$$

Hence input impedance

$$R_i = \frac{V_b}{I_b} = h_{ie} + h_{re} A_I R_L \quad \dots\dots(9)$$

$$= h_{ie} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{oe} + Y_L} \quad \dots\dots(10)$$

Where $Y_L = 1/R_L$

From Equation (10) we find that the input impedance R_i is also a function of load resistance R_L .

Voltage Gain or Voltage Amplification:

It is the ratio of the output voltage V_c to the input voltage V_b .

Thus, Voltage Gain

$$A_v = \frac{V_c}{V_b} = -\frac{I_c R_L}{I_b R_i} = \frac{A_I R_L}{R_i} \quad \dots(11)$$

Output Admittance Y_0 :

It is the ratio of the output current I_c to the output voltage V_c with $V_s = 0$. Hence

$$Y_0 = \frac{I_c}{V_c} \text{ with } V_s = 0 \quad \dots(12)$$

On substituting the value of I_c from Equation (2) into Equation (12) we get,

$$Y_0 = h_{fe} \times \frac{I_b}{V_c} + h_{oe} \quad \dots(13)$$

But with $V_s = 0$, Figure 2 gives $(R_s + h_{ie}) I_b + h_{re} V_c = 0$

$$\text{Or } \frac{I_b}{V_c} = -\frac{h_{re}}{h_{ie} + R_s} \quad \dots(14)$$

Combining Equation (13) and (14) we get,

$$Y_0 = h_{oe} - \frac{h_{fe} \times h_{re}}{h_{ie} + R_s} \quad \dots(15)$$

Equation (15) shows that the output admittance Y_0 is a function of source resistance R_s . If source impedance is purely resistive, then the output impedance Y_0 is real i.e. purely conductive.

Output impedance

$$R_0 = \frac{1}{Y_0} \quad \dots(16)$$

In the calculation of Y_0 , R_L has been considered external to the amplifier. If we include R_L in parallel with R_0 , we get the output terminal impedance Z_t given by,

$$Z_{t} = \frac{R_0 R_L}{R_0 + R_L} \quad \dots(17)$$

Power Gain A_p :

From the circuit of Figure 2, the average power delivered to the load impedance R_L is given by:

$$P_L = |V_C| |I_C \cos \theta| \quad \dots\dots(18)$$

Where θ is the phase angle between V_C and I_L . $\dots\dots(19)$

If load impedance is purely resistive, then $\cos \theta = 1$ and Equation (19) reduce to:

$$P_L = V_C \times I_L = -V_C \times I_C \quad \dots\dots(20)$$

The input power at input port is,

$$P_i = V_b \times I_b \quad \dots\dots(21)$$

The power gain A_p is the ratio of power P_L delivered to the load to the input power at the input port. Thus,

$$A_p = \frac{P_L}{P_i} = \frac{-V_C I_C}{V_b \times I_b} = A_V \times A_I = A_I^2 \times \frac{R_L}{R_i} \quad \dots\dots(22)$$

অ্যামপ্লিফায়ারের প্রকারভেদ:

অপারেশন মুডের ওপর নির্ভর করে অ্যামপ্লিফায়ারকে বিভিন্ন শ্রেণীতে বিভক্ত করা যায়। যা নিচে তুলে ধরা হলো।

(ক) ফ্রিকুয়েন্সি হিসেবে

- i. অডিও ফ্রিকুয়েন্সি অ্যামপ্লিফায়ার
- ii. ভিডিও ফ্রিকুয়েন্সি অ্যামপ্লিফায়ার
- iii. রেডিও ফ্রিকুয়েন্সি অ্যামপ্লিফায়ার
- iv. ইন্টারমিডিয়েট ফ্রিকুয়েন্সি অ্যামপ্লিফায়ার
- v. ইউএইচএফ বা ভিএইচএফ অ্যামপ্লিফায়ার
- vi. ডায়েরেক্ট ফ্রিকুয়েন্সি অ্যামপ্লিফায়ার

(খ) বায়াসিং হিসেবে

- i. ক্লাস-এ অ্যামপ্লিফায়ার
- ii. ক্লাস-বি অ্যামপ্লিফায়ার
- iii. ক্লাস-সি অ্যামপ্লিফায়ার
- iv. ক্লাস-এবি অ্যামপ্লিফায়ার

(গ) কাপলিং হিসেবে

- i. আরসি কাপল অ্যামপ্লিফায়ার
- ii. এল সি কাপল অ্যামপ্লিফায়ার
- iii. ট্রান্সফর্মার কাপল অ্যামপ্লিফায়ার

iv. ডাইরেক্ট কাপল অ্যামপ্লিফায়ার

(ঘ) লোড এর প্রকৃতির ভিত্তিতে

- আনটিউন্ড অ্যামপ্লিফায়ার
- টিউন্ড অ্যামপ্লিফায়ার

(ঙ) ইনপুট সিগন্যালের ধরন হিসেবে

- স্মল সিগন্যাল অ্যামপ্লিফায়ার
- লার্জ সিগন্যাল অ্যামপ্লিফায়ার

(চ) আউটপুট হিসেবে

- ভোল্টেজ অ্যামপ্লিফায়ার
- কারেন্ট অ্যামপ্লিফায়ার
- পাওয়ার অ্যামপ্লিফায়ার

ভোল্টেজ অ্যামপ্লিফায়ার:

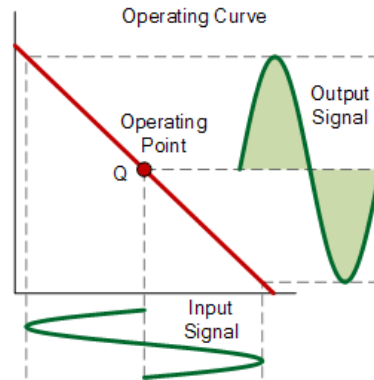
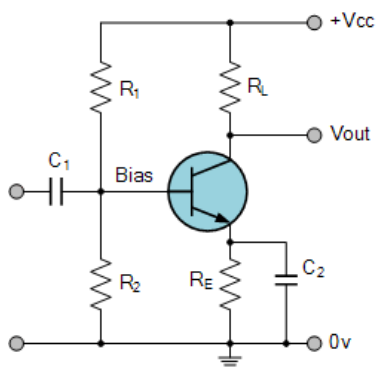
যে অ্যামপ্লিফায়ারের মাধ্যমে কোন দুর্বল সিগন্যালের ভোল্টেজকে বিবর্তন করা হয় তাকে ভোল্টেজ অ্যামপ্লিফায়ার বলে এটি মূলত এক ধরনের স্মল সিগন্যাল অ্যামপ্লিফায়ার।

পাওয়ার অ্যামপ্লিফায়ার:

উচ্চ মানের পাওয়ার অ্যাম্পলিফিকেশন এর জন্য যে অ্যামপ্লিফায়ার ব্যবহৃত হয় তাকে পাওয়ার অ্যামপ্লিফায়ার বলে। এই ধরনের অ্যামপ্লিফায়ার লার্জ সিগন্যাল অ্যামপ্লিফায়ার হিসেবেও পরিচিত।

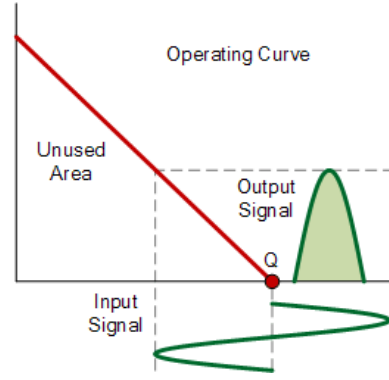
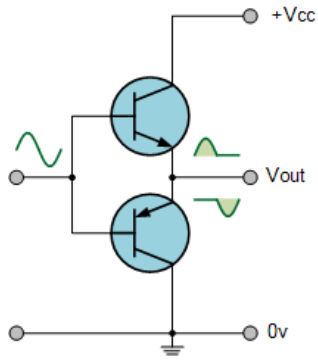
ক্লাস-এ অ্যামপ্লিফায়ার:

যে সকল অ্যামপ্লিফায়ার, ইনপুটে প্রদত্ত পূর্ণ সিগন্যালের জন্যই আউটপুট প্রদান করে তাকে ক্লাস-এ অ্যামপ্লিফায়ার বলে। অর্থাৎ ইনপুটে প্রদত্ত সিগন্যালের অবিকল সিগন্যাল বিবর্তিত আকারে আউটপুটে পাওয়া যায়। এ অ্যামপ্লিফায়ার গুলো এমনভাবে বায়াস করা হয় যাতে ইনপুটের কোন অংশ বাদ না পড়ে। ক্লাস-এ অ্যামপ্লিফায়ারের সর্বোচ্চ দক্ষতা শতকরা ৫০ ভাগ।



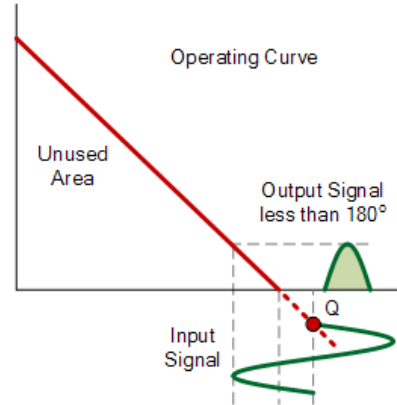
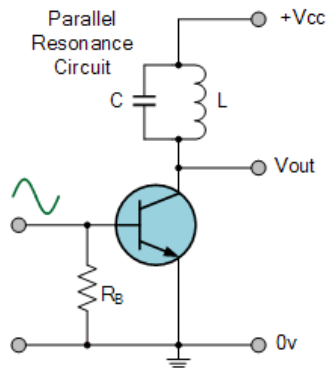
ক্লাস-বি অ্যামপ্লিফায়ার:

যে সকল অ্যামপ্লিফায়ার ইনপুটে প্রদত্ত সিগন্যালের কেবলমাত্র হাফ সাইকেল বিবর্তিত করে তাদেরকে ক্লাস-বি অ্যামপ্লিফায়ার বলে। অর্থাৎ ইনপুটে প্রদত্ত সিগন্যালের 180 ডিগ্রীর জন্য আউটপুট সিগন্যাল পাওয়া যায়। ক্লাস-বি অ্যামপ্লিফায়ারের দক্ষতা শতকরা ৫০ থেকে ৮০ ভাগ পর্যন্ত হতে পারে।



ক্লাস-সি এমপ্লিফায়ার:

এ অ্যামপ্লিফায়ারের আউটপুট ইনপুটে প্রদত্ত সিগন্যালের 180° এর চেয়ে কম সময় ধরে পাওয়া যায়। এই অ্যামপ্লিফায়ার ডিজাইন করার সময় এমনভাবে বায়াস করা হয় যাতে, ইনপুটে প্রদত্ত সিগন্যালের কিছু অংশ বাদ পড়ে। পাওয়ার অ্যামপ্লিফিকেশনের জন্য এ ধরনের অ্যামপ্লিফায়ার কখনো ব্যবহার হয় না। তবে টিউন্ড অ্যামপ্লিফায়ার সার্কিট হিসেবে ব্যবহার করা হয়।



ক্লাস-এবি অ্যামপ্লিফায়ার:

যে অ্যামপ্লিফাইয়ার ইনপুটে প্রদত্ত সিগন্যালকে 180° ডিগ্রী অপেক্ষা বেশি কিন্তু 360° ডিগ্রী এর চেয়ে কম সময় অ্যামপ্লিফাই করে তাকে ক্লাস-এবি অ্যামপ্লিফাইয়ার বলে। ক্লাস-এবি অ্যামপ্লিফাইয়ারের ক্রস ওভার ডিসটর্শন কম হয়।

