

트랜지스터 廣帶域饋還增幅器 (Transistor Wide-Band Feedback Amplifiers)

李 炳 璿*
(Lee, Byung Suh)

李 相 培**
(Lee, Sang Bae)

要 約

高周波用 transistor를 利用한 廣帶域增幅器를 hybrid- π 等價回路를 利用하여 詳細하게 解析하였다. 低周波와 高周波의 境遇에 關한 解析을 하였고 利得과 帶域幅 및 入力impedance와 出力impedance를 주는 式을 誘導하였다.

直列饋還增幅器는 電壓源으로 驅動하여야하며 低抵抗負荷로 動作시켜야하고 並列饋還增幅器는 電流源으로 驅動하여야하며 高抵抗負荷로 動作시켜야 하는 것을 表示하였고 이 두가지 增幅段은 緩衝增幅段이나 變壓器結合을 하지않고 結合시킬수 있음을 表示하였다.

ABSTRACT

A detailed analysis of the transistor wide-band feedback amplifiers using the hybrid- π equivalent circuit has been made. It is considered both for the low frequency and for the high frequency. The expressions of the gain, bandwidth, input impedance and output impedance have been presented.

It is shown that a series feedback amplifier should be driven from the voltage source and should drive into the low resistance load, and a shunt feedback amplifier should be driven from the current source and should drive into the high resistance load. It is also shown that these stages can be coupled without use of the buffer stage or coupling transformer.

1. 序 論

高周波用transistor를 利用한 廣帶域增幅器(wide-band amplifier)의 實現은 여러가지 方法으로 할수있다. 여기서는 transistor를 Giaccolotto⁽⁵⁾의 共通 emitter 接線에 對한 hybrid- π 等價回路를 使用하여 解析하였고 實

驗을 하였다. h-parameter는 接合容量(junction capacitance)과 擴散容量(diffusion capacitance)을 無視할수 있는 낮은 周波數에서 計算과 實驗結果가 잘 맞고 使用하기가 簡單한데 이것이 周波數의 複素函數로 表示되어 있어서 transistor回路를 높은 周波數에서 動作시킬 때에는 h-parameter를 使用하기가 不便하다.

Hybrid- π parameter를 使用하면 transistor를 d-c로부터 transistor의 效果가 制限되는 周波數인 α -cutoff 周波數 近處까지 計算과 實驗結

* ** 原子力研究所 電子工學研究室, 正會員
Electronic Division, Atomic Energy Research Institute

接受日字: 1968年 3月 28日

果가 잘 일치한다. 따라서 hybrid- π 等價回路는 高周波 transistor 回路의 計算에 잘 利用되던데 여기에 나타나는 모든 抵抗과 容량은 ω -cutoff 周波數까지 小信號에 對하여 周波數에 無關係라고 생각할 수 있다.

回路解析은 처음에는 饋還을 사키지 않은 回路에 關하여 低周波에 對한 各 transmittance를 表示하는 式을 表示하였고 高周波에 對하여는 우선 Miller 效果를 考慮하고 電壓源과 電流源으로 驅動했을 때의 出力電壓과 帶域幅을 주는 式을 表示하였다.

다음에 利得을 安定하게 하기 爲하여 直列負饋還增幅器 (series negative feedback amplifier) 와 並列負饋還增幅器 (shunt negative feedback amplifier) 에 關한 解析을 하였고 適當한 驅動方法을 提示하였다. 이어서 이들 負饋還增幅器의 高周波特性에 關하여 必要한 驅動方法에 對한 transmittance를 表示하는 式과 帶域幅을 表示하는 式을 誘導하였다. 並列饋還增幅器의 高

周波特性을 包含하는 transmittance를 表示하는 式은 2個의 極 (pole)을 갖는 maximally flat response를 갖도록 解析하였다. 그리고 各 級選의 入力 impedance와 出力 impedance를 주는 式도 表示하였다.

3. Hybrid- π 等價回路

hybrid- π 等價回路는 各 parameter를 純抵抗成分과 周波數에 따라 變化하는 parameter (frequency variant parameter)로 分離하여 基礎 低周波 transistor 等價回路의 generator-splitting theorem을 適用하므로써 求할 수 있다⁽¹⁾. 共通 emitter 高周波 小信號 hybrid- π 等價回路를 그림 1⁽¹⁾에 表示한다.

그림에서 r_{bb}' 는 內部 base 端子 b'와 實際로 可能한 base 端子 b 사이에 連結되어 있는 base-spreading resistance이다. base와 emitter 사이에는 低周波 入力 抵抗 r_{be} , diffusion capacitance

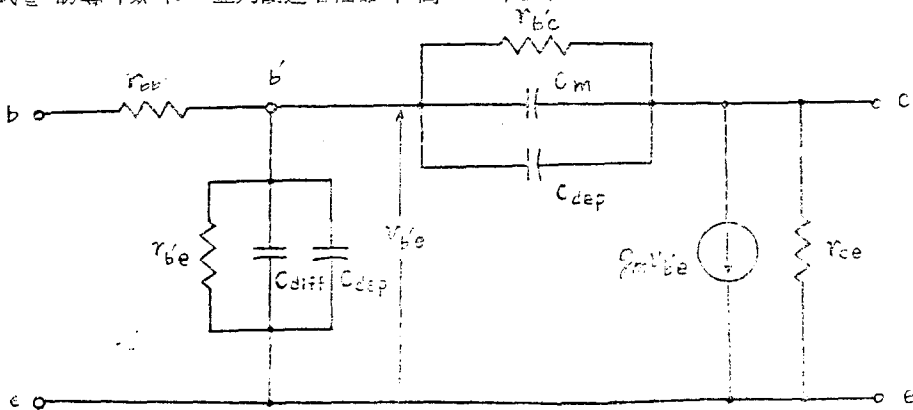


그림 1 共通 emitter 高周波 小信號 hybrid- π 等價回路
Fig. 1 Common-emitter high-frequency small-signal hybrid- π equivalent circuit

C_m , depletion capacitance C_{dep} 가 連結되어 있고 collector와 base사이에는 depletion capacitance C_{dep} , base-width modulation을 表示하는 r_{bc} 와 C_m 가 連結되어 있다. Collector와 emitter사이에는 r_{cc} 와 電流源 $g_m r_{be}$ 가 連結되어 있다. Transconductance $g_m = \frac{\partial i_c}{\partial V_{be}}$ 로 주어진다.

그림 1의 並列 capacitance를 合成 하므로써 그

그림 2와 같은 完備한 hybrid- π 等價回路를 얻는다. 여기에서는 負荷 抵抗 R_L 도 包含시켰다.

Hybrid- π 等價回路에 對한 完備한 解析은 大端히 複雜하지만 棧據가 確鑿한 假定을 하므로써 計算을 簡單하게 하였다.

即 $r_{cc} \gg R_L$ 이고 $r_{bc} \gg \frac{1}{\omega C_m}$ 이므로 그림 2의 等

價回路에서 r_{cc} 와 r_{bc} 를 無視하였으며 C_b' 와 C_b'' 를 無視하므로써 그림 3과 같은 低周波 等價回路

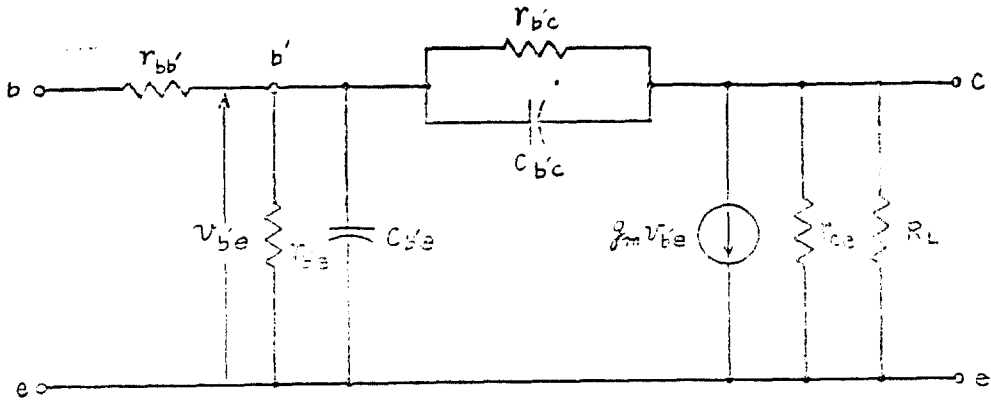


그림2 Hybrid- π 等價回路
Fig.2 Hybrid- π equivalent circuit

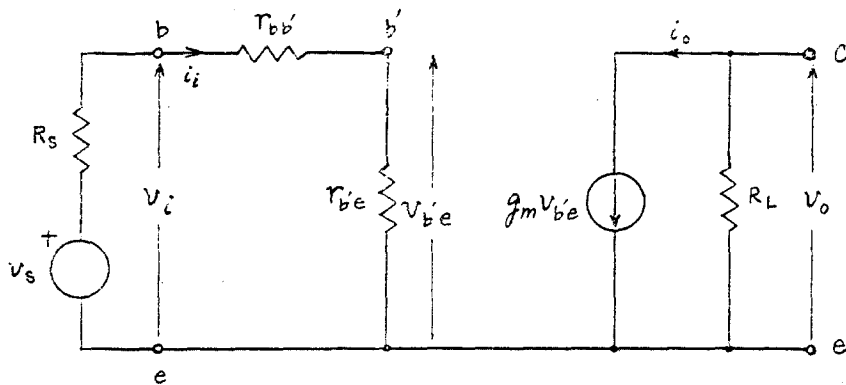


그림3 低周波에서의 等價回路
Fig.3 Simplified equivalent circuit at low frequencies

를 얻을 수 있다.

여기서는 transistor가 電壓源 v_s 와 內部抵抗 R_s 에 의하여 驅動된다고 假定한 것이다. 低周波等價回路 그림3 에서

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{\beta}{r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (1)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\beta R_L \quad (2)$$

$$\frac{i_o}{v_i} = g_m r_{b'e} = \beta \quad (3)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{\beta R_L}{r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (4)$$

여기서 $g_m = \frac{q}{kT} I_e = \frac{\alpha}{r_e} \approx \frac{1}{r_e}$ 이고 17°C 에서

$$\frac{q}{kT} = 40 \text{ 이므로 } r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{25}{I_e (\text{mA})} \text{ 이다.}$$

또한 $r_{b'e} = (1 + \beta) r_e \approx \beta r_e$ 이다. r_e 는 T 等價回路

parameter이다. 여기서 q 는 電子의 電荷이고 $q = 1.602 \times 10^{-19}$ coulomb, k 는 Boltzmann의 定數이고 $k = 1.380 \times 10^{-23}$ Joule/ $^\circ\text{K}$, T 는 絕對溫度 ($^\circ\text{K}$)이다.

(3)과 (2)는 全然 β 에 依存하며 (4)와 (1)은 β 와 $r_{b'e}$ 에 따라 變하는데 $r_{b'e}$ 는 emitter 電流 I_e 에 따라서 變化 되므로 β 와 I_e 의 變化는 곧 transmittance를 變化시킨다. β 는 transistor에 따라서 廣範圍하게 變化한다.

$C_{b'e}$ 와 $C_{b'c}$ 의 效果를 考慮하고 Miller效果를 使用하여 그림4와 같은 高周波等價回路를 얻는다. 여기서 有效 capacitance C_T 는 電壓利得이 $g_m R_L$ 이므로 $C_T = C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'c}$ (5)가 된다.

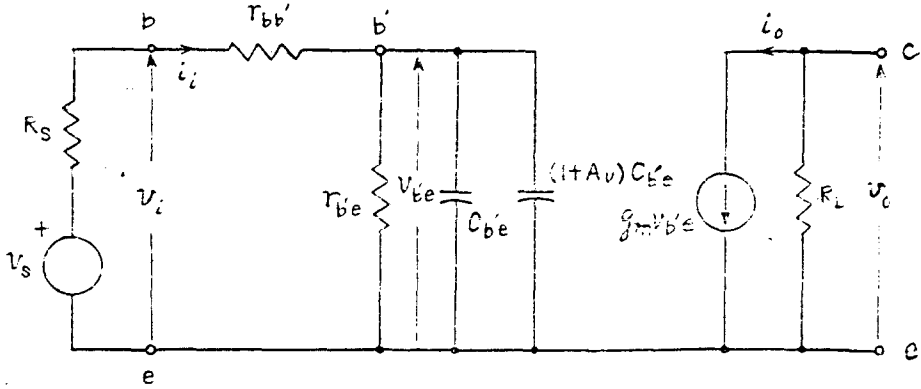


그림4 Miller 효과를 表示하는 等價回路

Fig. 4 Equivalent circuit showing Miller effect

出力電壓 v_o 를 v_s 로 表示하면

$$v_o = -\frac{\beta R_L v_s}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \frac{1}{1 + j\omega C_T R} \quad (6)$$

여기서 $R = (R_s + r_{bb'}) / r_{b'e}$ 이다.

따라서 half power point, 即 -3db 點은

$$\omega = \omega_2 = \frac{1}{C_T R} \quad (7)$$

가 된다.

電流源을 使用한 境遇를 생각하면

$$v_o = -\beta R_L i_i \frac{1}{1 + j\omega C_T r_{b'e}} \quad (8)$$

따라서 half power point는

$$\omega = \omega_2 = \frac{1}{C_T r_{b'e}} \quad (9)$$

가 된다. 그러므로 電流源으로 驅動하면 低周波 transimpedance는 I_e 에 無關하나 帶域幅은 I_e 에 正比例하므로 주어진 出力電壓에 對하여 I_e 를 調整 하므로써 帶域幅을 얻을 수 있다. 그러나 電壓源으로 驅動하면 低周波 電壓利得은 β 와 I_e 에 依存하며 帶域幅은 $r_{bb'} \ll r_{b'e}$ 일때 I_e 에 無關함을 알 수 있다. 利得을 安定시키기 爲하여 共通 emitter段의 直列饋還과 並列饋還에 對하여 考察한다.

3. 直列饋還增幅器

Bypass하지 않은 阻抗 R_e 를 emitter端子에 붙이면 R_e 兩端에는 出力電流 即 collector電流에 正比例하는 電壓이 나타난다. 이 電壓은 入力電壓과 直列로 加해지는 同時에 出力電壓에도 直列로 加

해져서 入力과 出力 impedance를 增加시키게 된다.

R_e 가 4가지 transmittance에 어떠한 效果를 미치는지 考察해 본다. 直列饋還增幅器의 低周波 等價回路는 그림5 와 같다. 여기서

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_i} &= -\frac{g_m r_{b'e} R_L}{(r_{bb'} + r_{b'e} + R_e) i_i + \beta i_i R_e} = -\frac{g_m}{(r_{bb'} + r_{b'e} + R_e) i_i + \beta i_i R_e} \\ &= -\frac{R_L}{R_e} \frac{1}{1 + \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{\beta R_e}} \quad (10) \end{aligned}$$

$$\frac{v_o}{i_i} = -\beta R_L \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \frac{i_o}{v_i} &= \frac{\beta i_i}{(r_{bb'} + r_{b'e} + R_e) i_i + \beta i_i R_e} = \frac{1}{R_e} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{\beta R_e}} \quad (12) \end{aligned}$$

$$\frac{i_o}{i_i} = \beta \quad (13)$$

饋還阻抗 R_e 는 $\frac{v_o}{v_i}$ 와 $\frac{i_o}{v_i}$ 에만 나타나므로 이 增幅器를 電流源으로 驅動하면 饋還의 效果가 없다. 따라서 直列饋還增幅段은 電壓源으로 驅動하여야 한다.

萬一 $\beta R_e \gg r_{bb'} + r_{b'e}$ 면 (10)과 (12)에서

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_L}{R_e} \quad (14)$$

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{1}{R_e} \quad (15)$$

적은 電源阻抗 R_e 의 效果를 包含하기 爲하여

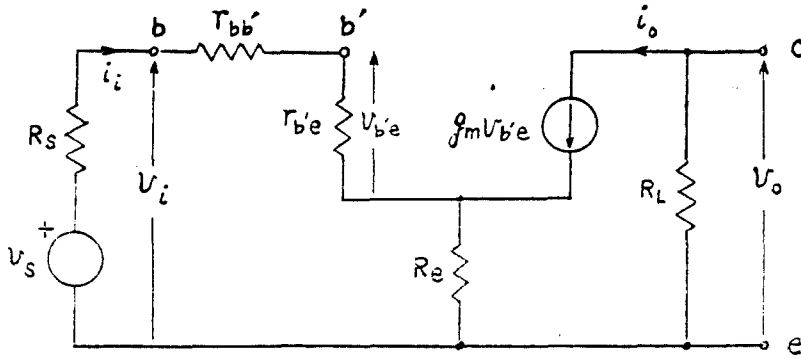


그림5. 직렬饋還增幅器의 低周波等價回路

Fig. 5 Low frequency equivalent circuit of the series feedback amplifier

$$v_s = (R_s + r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + \beta)R_e)i_i \quad (16)$$

$$v_o = -R_L i_o = -\beta R_L i_i \quad (17)$$

따라서

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_L i_i}{(R_s + r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + \beta)R_e)i_i} \approx -$$

$$\frac{\beta R_L}{R_s + \beta R_e} = -\frac{R_L}{R_e} \frac{\beta R_e}{R_s + \beta R_e} \quad (18)$$

$$\frac{i_o}{v_s} = \frac{1}{R_e} \frac{\beta R_e}{R_s + \beta R_e} \quad (19)$$

(16)과 (17)에 依하여

$$\text{增幅段의 入力 impedance} = r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + \beta)R_e \approx r_{bb'} + r_{b'e} + \beta R_e \approx \beta R_e \quad (20)$$

$$\text{增幅段의 出力 impedance} = R_L \quad (21)$$

4. 並列饋還增幅器

並列饋還增幅器의 等價回路를 그린 그림6과

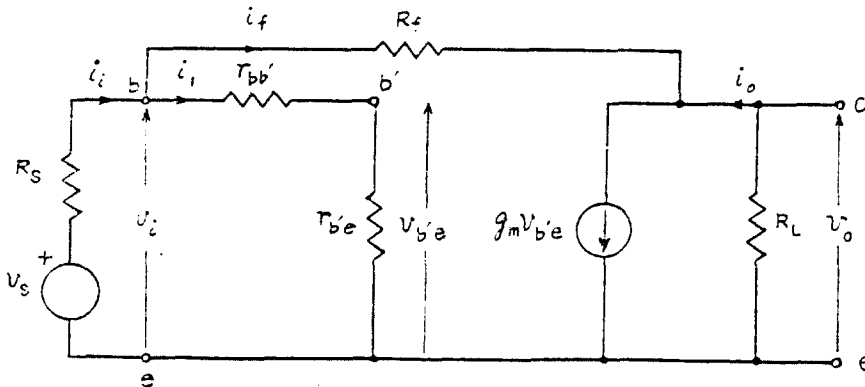


그림6. 並列饋還增幅器의 低周波等價回路

Fig. 6 Low frequency equivalent circuit of the shunt feedback amplifier

같다. 饋還抵抗 R_f 는 饋還하는 出力電壓에 比例하는 電流를 흐르게 하고 入力電流와 並列(shunt)로 加해진다. 饋還은 入力和 出力에 對하여 共히 並列이므로 入力和 出力 impedance가 減少한다.

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_i} &= \frac{-g_m v_{b'e} \frac{(r_{bb'} + r_{b'e} + R_f)R_L}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_f + R_L}}{(r_{bb'} + r_{b'e})i_i} \\ &= -\frac{\beta i_i}{(r_{bb'} + r_{b'e})i_i} \frac{(r_{b'e} + R_f)R_L}{r_{b'e} + R_f + R_L} \\ &= -\frac{\beta}{r_{bb'} + r_{b'e}} \frac{(r_{b'e} + R_f)R_L}{r_{b'e} + R_f + R_L} \quad (22) \end{aligned}$$

따라서 低 impedance 源 即 電壓源으로 驅動하던 饋還의 效果가 없어진다. 그러므로 並列饋還增幅器는 高 impedance 源 即 電流源으로 驅動하여야 한다.

$$i_f = \frac{v_i - v_o}{R_f} = \frac{(r_{bb'} + r_{b'e})i_1 - v_o}{R_f}$$

$$i_s = i_1 + i_f = i_1 \left(1 + \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{R_f}\right) - \frac{v_o}{R_f}$$

$$= \frac{i_1}{R_f} (r_{bb'} + r_{b'e} + R_f) - \frac{v_o}{R_f}$$

따라서

$$i_1 = \frac{R_f i_s + v_o}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_f}$$

또한

$$i_o = g_{mcb'e} v_i - i_f$$

$$= \beta i_1 - i_f$$

$$= \beta i_1 - \frac{(r_{bb'} + r_{b'e})i_1 - v_o}{R_f}$$

$$= \frac{\beta R_f - (r_{bb'} + r_{b'e})}{R_f} i_1 + \frac{v_o}{R_f}$$

이식에서 $r_{bb'} + r_{b'e}$ 를 無視하고 또한 $i_o = -\frac{v_o}{R_L}$

이므로

$$\beta i_1 + \frac{v_o}{R_f} = -\frac{v_o}{R_L}$$

$$v_o \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_L}\right) = -\beta \frac{R_f i_1 + v_o}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_f}$$

$$v_o \left(\frac{R_f + R_L}{R_f R_L} + \frac{\beta}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_f}\right) = -\frac{\beta R_f i_1}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_f}$$

$$v_o \frac{(R_f + R_L)(r_{bb'} + r_{b'e} + R_f) + \beta R_f R_L}{R_f R_L (r_{bb'} + r_{b'e} + R_f)} = -\frac{\beta R_f i_1}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_f}$$

兩邊에 $r_{bb'} + r_{b'e} + R_f$ 를 곱하고 左邊의 分子의 $r_{bb'}$ 를 無視하면

$$\frac{v_o}{i_1} = -\frac{\beta R_f^2 R_L}{(R_f + R_L)(r_{b'e} + R_f) + \beta R_f R_L}$$

$$= -R_f \frac{1}{1 + \frac{(R_f + R_L)(r_{b'e} + R_f)}{\beta R_f R_L}} \quad (23)$$

萬一 $\frac{(R_f + R_L)(r_{b'e} + R_f)}{\beta R_f R_L} \ll 1$ 이면

$$\frac{v_o}{i_1} = -R_f \quad (24)$$

또한

$$i_o = -\frac{v_o}{R_L} = \frac{R_f i_1}{R_L}$$

이므로

$$\frac{i_o}{i_1} = \frac{R_f}{R_L} \quad (25)$$

먼저 말한바와 같이 並列饋還增幅器는 高 impedance源 即 電流源으로 驅動하여야 하므로 그림6의 入力回路에서 R_s 는 $r_{bb'} + r_{b'e}$ 에 比하여 大端히 커서 無視되므로 出力 impedance를 求하기 爲한 等價回路는 그림7 과 같이 된다.

여기서

$$i_o = (1 + \beta)i_1$$

$$\approx \beta i_1$$

$$v_o = (R_f + r_{bb'} + r_{b'e})i_1 \approx (R_f + r_{bb'} + r_{b'e})i_1$$

$$\approx \frac{(R_f + r_{b'e})i_1}{\beta} i_o$$

따라서

$$\text{出力 impedance } \frac{v_o}{i_o} \approx \frac{R_f + r_{b'e}}{\beta} \quad (26)$$

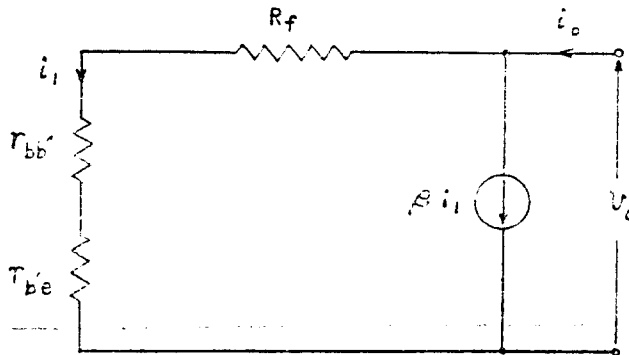


그림7. 그림6의 出力 impedance를 求하기 爲한 等價回路

Fig. 7 Equivalent circuit to show the output impedance of Fig. 6

다음에 入力impedance는 그림6의 電壓增幅度
를 $A_v = -\frac{v_o}{v_i}$ 라하면

$$i_i = \frac{v_i - v_o}{R_i} = \frac{v_i}{R_i} \left(1 - \frac{v_o}{v_i}\right) = \frac{v_i}{R_i} (1 + A_v)$$

$$= \frac{v_i}{R_i} = \frac{1}{R_i'} \quad (27)$$

이것은 入力에서 抵抗 R_i' 의 兩端을 接地시켜도
 i_i 가 變하지 않는것을 意味한다. 이것은 Miller
効果에 依한 것이다.

그림6의 入力回路는 이 R_i' 와 $r_{b'e} + r_{b'e}$ 가 並列
로 되어있으므로

$$\text{入力impedance} = (r_{bb'} + r_{b'e}) // \frac{R_i}{1 + A_v} \quad (23)$$

여기에 A_v 는 (22)로 表示되며 이식을 더 簡單
히 表示하기 爲하여 $r_{bb'}$ 를 $r_{b'e}$ 와 比較하여 無視
하면

$$A_v = -\frac{v_o}{v_i} = \frac{\beta}{r_{bb'} + r_{b'e}} \frac{(r_{b'e} + R_i)R_L}{r_{b'e} + R_i + R_L}$$

$$\approx \frac{\beta}{r_{b'e}} \frac{(r_{b'e} + R_i)R_L}{r_{b'e} + R_i + R_L} = \frac{\beta}{\beta r_e}$$

$$\frac{(r_{b'e} + R_i)R_L}{r_{b'e} + R_i + R_L} = \frac{1}{r_e} \frac{(r_{b'e} + R_i)R_L}{r_{b'e} + R_i + R_L} \quad (29)$$

여기서 直列饋還增幅器와 並列饋還增幅器의 特
性を 綜合하여 보면

直列饋還增幅器는

- 1) 電壓入力 電流出力 增幅器이고
- 2) 入力抵抗이 높으며 低抵抗源으로 驅動하여
야하고

3) 出力抵抗이 높으며 低抵抗負荷로 動作시켜
야 한다.

並列饋還增幅器는

- 1) 電流入力 電壓出力 增幅器이고
- 2) 入力抵抗이 낮으며 高抵抗源으로 驅動하여
야하고
- 3) 出力抵抗이 낮으며 高抵抗負荷로 動作시켜
야 한다.

5. 直列饋還增幅器의 高周波特性

直列饋還增幅器의 高周波特性을 解析하는데 必
要한 等價回路는 그림8 과 같다.

R_e 가 없을때에는 增幅段의 相互conductance

$\frac{i_o}{v_i}$ 는 transistor의 相互conductance g_m 이고 (1)
에 依하여

$$g_m = \frac{i_o}{v_i} = \frac{\beta}{r_{bb'} + r_{b'e}} \approx \frac{\beta}{r_{b'e}} = \frac{\beta}{\beta r_e} = \frac{1}{r_e} \quad (30)$$

이고 R_e 가 있을때에는 $\frac{i_o}{v_i}$ 는 (15)에 依하여

$\frac{1}{R_e}$ 이다. 여기서

$$\frac{1}{R_e} = g_m' \quad (31)$$

라고 놓는다. 따라서 直列饋還을한 增幅段의 相互
conductance g_m' 와 transistor의 相互 conduct-
ance g_m 과의 關係는 (10)에서

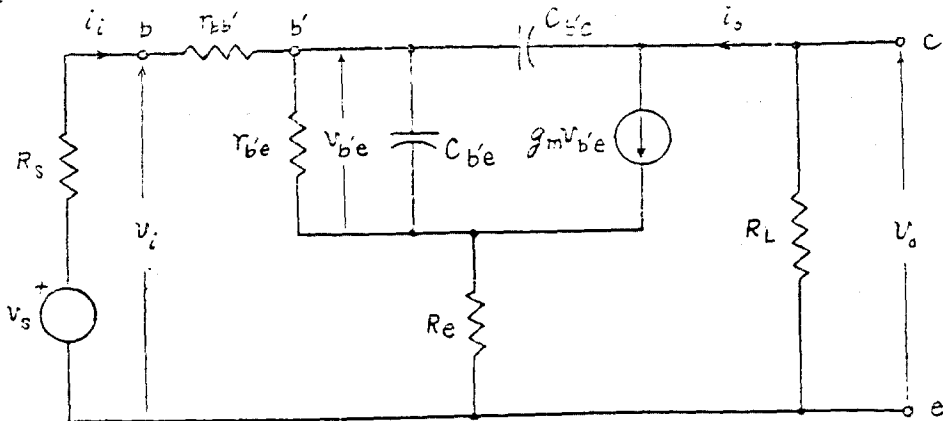


그림8. 直列饋還增幅器의 高周波等價回路

Fig.8 High frequency equivalent circuit of the series feedback amplifier

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_i} &= -\frac{\beta R_L}{r_{bb'} + r_{b'e} + \beta R_e} \approx -\frac{\beta R_L}{r_{b'e} + \beta R_e} \\ &= -\frac{\beta R_L}{\beta r_e + \beta R_e} \\ &= -\frac{R_L}{r_e + R_e} = -\frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_e} \\ &= -\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_e} = -g'_m R_L \end{aligned}$$

여기서

$$g'_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_e} \quad (32)$$

이것은 직렬饋還을 한 증폭段的 相互 conductance는 transistor의 相互 conductance보다 $1/(1 + g_m R_e)$ 만큼 적어지는 것을 意味한다.

또한 入力 抵抗은 transistor의 入力 抵抗 $r_{bb'} + r_{b'e}$ 에서 直列饋還을 할 때에는 (20)에 依하여 直列饋還增幅段的 入力 抵抗

$$\begin{aligned} &= r_{bb'} + r_{b'e} + \beta R_e \\ &= r_{bb'} + r_{b'e}(1 + g_m R_e) \end{aligned} \quad (33)$$

로 增加하며 $C_{b'e}$ 는 적어서 impedance가 크므로 우선 $C_{b'e}$ 는 없다고 생각하면 入力 電流 i_i 는 모두 $r_{b'e}$ 와 $C_{b'e}$ 의 並列回路로 흐른다고 볼수있으므로

로 入力 impedance Z_i 는 (20)에 依하여

$$\begin{aligned} Z_i &= r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{i_i} + \beta R_e \\ &= r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{i_i} + \frac{g_m v_{b'e}}{i_i} R_e \\ &= r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{i_i} (1 + g_m R_e) \\ &= r_{bb'} + \frac{r_{b'e} \frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{1 + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} (1 + g_m R_e) \\ &= r_{bb'} + \frac{r_{b'e}(1 + g_m R_e) \frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{\frac{1 + g_m R_e}{j\omega C_{b'e}} + 1} \end{aligned} \quad (34)$$

이것은 base-to-emitter capacitance가 $C_{b'e}$ 에서 $C_{b'e}/(1 + g_m R_e)$ 로 減少하였음을 表示한다. 그리하여 새로운 等價回路 그림 9 를 얻을수있다.

다시

$$r_{b'e}(1 + g_m R_e) \approx \beta R_e \quad (35)$$

로 놓고 $C_{b'e}$ 에 Miller 效果를 適用하여

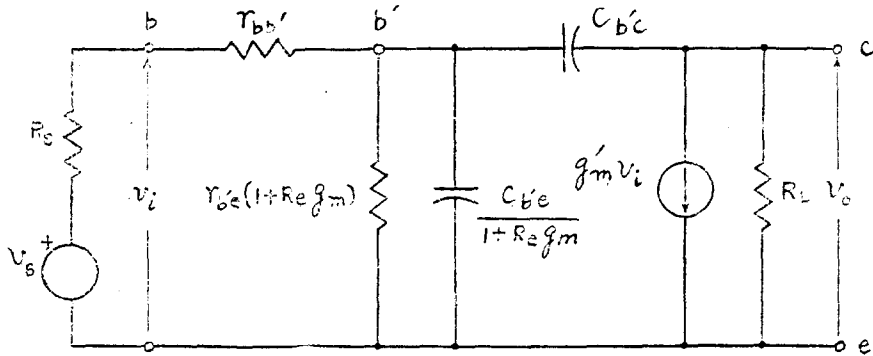


그림 9. $r_{b'e}$ 의 增加와 $C_{b'e}$ 의 減少를 表示하는 直列饋還增幅器의 高周波等價回路

Fig. 9 High frequency equivalent circuit of the series feedback amplifier showing the increase of $r_{b'e}$ and the decrease of $C_{b'e}$.

$$C_T = \frac{C_{b'e}}{1 + g_m R_e} + (1 + A_v) C_{b'c} \quad (36)$$

여기에 A_v 는 (14)에 依하여

$$A_v = \frac{R_L}{R_e} \quad (37)$$

가 되므로 그림 9는 그림 10과 같이 表示할수있다.

여기서

$$v_o = -g'_m v_i R_L$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{R_L}{R_e} \frac{\beta R_e \frac{1}{j\omega C_T}}{R_s + r_{bb'} + \frac{\beta R_e \frac{1}{j\omega C_T}}{\beta R_e + \frac{1}{j\omega C_T}}} v_i \end{aligned}$$

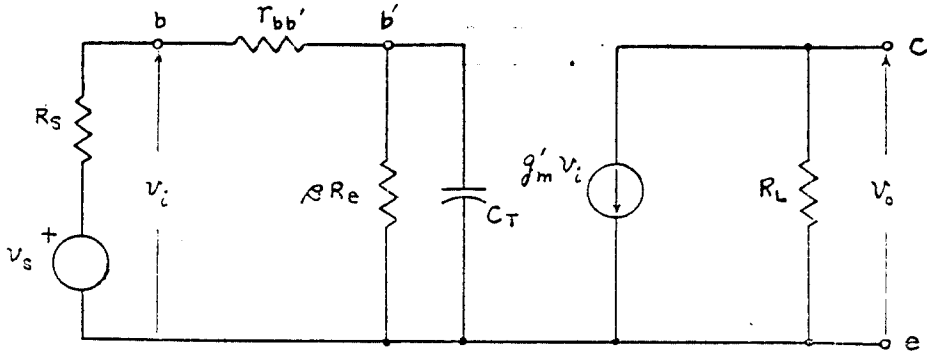


그림10. Miller效果를 適用한 直列饋還增幅器의 高周波等價回路
 Fig. 10 High frequency equivalent circuit of the series feedback amplifier applied the Miller effect

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{R_L}{R_e} \frac{\frac{\beta R_e}{1+j\omega C_T \beta R_e}}{R_s+r_{bb'}+\frac{\beta R_e}{1+j\omega C_T \beta R_e}} v_s \\
 &= -\frac{R_L}{R_e} \frac{\beta R_e v_s}{\beta R_e + R_s + r_{bb'} + j\omega C_T \beta R_e (R_s + r_{bb'})} \\
 &= -\frac{R_L}{R_e} \frac{\beta R_e v_s}{\beta R_e + j\omega C_T \beta R_e (R_s + r_{bb'})} \\
 &= -\frac{R_L}{R_e} \frac{v_s}{1+j\omega C_T (R_s + r_{bb'})}
 \end{aligned}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{C_T (R_s + r_{bb'})} \quad (39)$$

에 있다.

따라서

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_L}{R_e} \frac{1}{1+j\omega C_T (R_s + r_{bb'})} \quad (38)$$

그러므로 -3db 點은

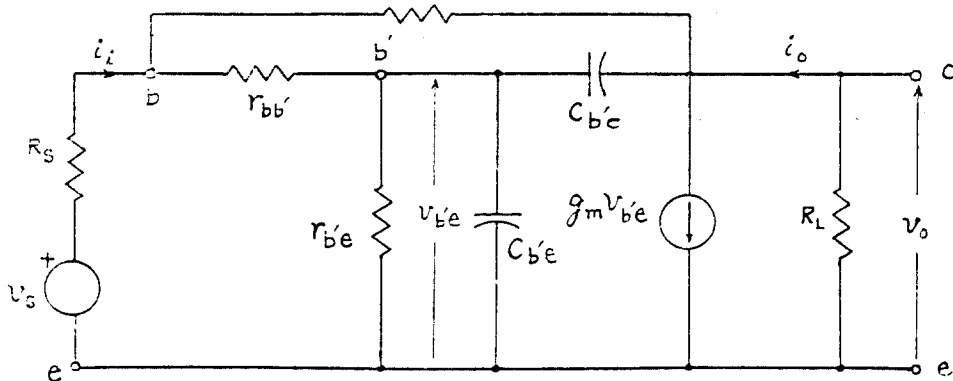


그림11. 並列饋還增幅器의 高周波等價回路
 Fig. 11 High frequency equivalent circuit of the shunt feedback amplifier

$$Z_i = \frac{R_f \frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{R_f + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} = \frac{R_f}{1+j\omega C_{b'e} R_f} \quad (40)$$

$$Z_e = \frac{r_{b'e}}{1+j\omega C_{b'e} r_{b'e}} \quad (41)$$

이다. 또한

$$\begin{aligned}
 i_i &= i_1 + i_2 \\
 &= \frac{v_{b'e}}{Z_e} + \frac{1}{Z_f} (v_{b'e} - v_o) \\
 &= \left(\frac{1}{Z_e} + \frac{1}{Z_f} \right) v_{b'e} - \frac{1}{Z_f} v_o \quad (42)
 \end{aligned}$$

$$i_o + i_2 - g_m v_{b'e} = 0$$

에서

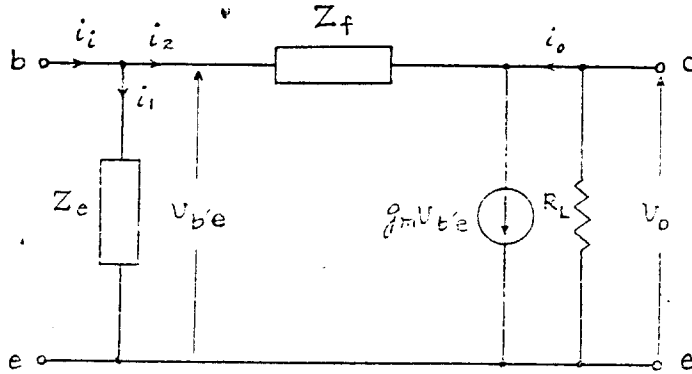


그림12. 그림11을 簡單하게한 並列饋還増幅器의 高周波等價回路

Fig. 12 High frequency equivalent circuit of the shunt feedback amplifier simplified

$$0 = -\frac{V_o}{R_L} + \frac{1}{Z_f}(v_{b'e} - v_o) - g_m v_{b'e}$$

$$= \left(\frac{1}{Z_f} - g_m\right) v_{b'e} - \left(\frac{1}{Z_f} + \frac{1}{R_L}\right) v_o \quad (43)$$

(42)과 (43)에서

$$v_o = \frac{\begin{vmatrix} \frac{Z_f + Z_e}{Z_f Z_e} & i_i \\ \frac{1 - g_m Z_f}{Z_f} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \frac{Z_f + Z_e}{Z_f Z_e} & -\frac{1}{Z_f} \\ \frac{1 - g_m Z_f}{Z_f} & -\frac{Z_f + R_L}{Z_f R_L} \end{vmatrix}}$$

따라서

$$\frac{v_o}{i_i} = \frac{(1 - g_m Z_f) Z_f Z_e R_L}{(Z_f + Z_e)(Z_f + R_L) - (1 - g_m Z_f) Z_e R_L}$$

$$\approx -\frac{g_m Z_f^2 Z_e R_L}{Z_f(Z_f + R_L) + g_m Z_f Z_e R_L}$$

$$= -\frac{Z_f}{1 + \frac{Z_f + R_L}{g_m Z_e R_L}} \quad (44)$$

여기에 (40)과 (41)을 代入하여 整理하면

$$\frac{v_o}{i_i} = -R_f \frac{1}{[g_m r_{b'e} R_L + R_f + R_L + j\omega(g_m r_{b'e} R_L R_f C_{b'e} + R_f R_L C_{b'e} + R_L R_f C_{b'e}) + (j\omega)^2 (R_f R_L r_{b'e} C_{b'e} C_{b'e})]}$$

여기서

$$\frac{R_f + R_L}{\beta R_L} = \frac{R_f + R_L}{g_m r_{b'e} R_L} \ll 1$$

을 適用하면 分母의 \$R_f + R_L\$는 無視할수 있고

\$R_f r_{b'e} C_{b'e}\$, \$R_L r_{b'e} C_{b'e}\$ 및 \$R_f R_L C_{b'e}\$도 \$g_m r_{b'e} R_L R_f C_{b'e} = \beta R_f R_L C_{b'e}\$에 比하여 無視할수 있으므로

$$\frac{v_o}{i_i} = -R_f \frac{1}{1 + j\omega C_{b'e} R_f + (j\omega)^2 C_{b'e} C_{b'e} R_f \frac{1}{g_m}}$$

$$= -R_f \frac{1}{1 + j\omega C_{b'e} R_f + (j\omega)^2 C_{b'e} C_{b'e} R_f r_{e}} \quad (45)$$

萬一 負荷가 純抵抗이 아닐때는 負荷가 抵抗과 容量의 並列로 되어있다고 假定하지 않으면 \$\frac{i_i}{v_o}\$의 表示는 大端히 複雜하다. 實際로 抵抗과 容量은 並列로 되어있다고 생각할수 있다.

\$R_L\$ 代身에

$$Z_L = \frac{R_L}{1 + j\omega C_L R_L} \quad (46)$$

이라하면 (44)는

$$\frac{v_o}{i_i} = -\frac{Z_f}{1 + \frac{Z_f + Z_L}{g_m Z_e Z_L}} \quad (47)$$

로 表示된다. 여기에 (40), (41) 및 (46)을 代入하여 整理하면

$$\frac{v_o}{i_i} = -R_f \frac{g_m r_{b'e} R_L}{[g_m r_{b'e} R_L + R_f + R_L + j\omega(g_m r_{b'e} R_L R_f C_{b'e} + R_f R_L C_{b'e} + R_L R_f C_{b'e}) + (j\omega)^2 (R_f R_L r_{b'e} C_{b'e} C_{b'e})]}$$

$$= -R_f \frac{1}{1 + j\omega C_{b'e} R_f + (j\omega)^2 C_{b'e} R_f r_{e} (C_L + C_{b'e})} \quad (48)$$

(46)을 p -평면으로 變換하면

$$\frac{v_o(p)}{i_i(p)} = -Rt \frac{1}{1 + pC_b'eRt + p^2C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)} \quad (49)$$

이 函數는 2個의 極(pole) p_1 및 p_2 를 주며 萬一 maximally flat response⁽⁴⁾가 必要하면 p_1 및 p_2 는 一定한 點에 位置하여야 한다. 即 p_1 및 p_2 는 -3db 帶域幅의 半徑을 갖는 圓周上에 實數軸과 45° 의 位置에 있다. 이것을 그림13에 表示한다.

p_1 및 p_2 는

$$p_1 = -\frac{\omega_2}{\sqrt{2}} + j\frac{\omega_2}{\sqrt{2}} \quad (50)$$

$$p_2 = -\frac{\omega_2}{\sqrt{2}} - j\frac{\omega_2}{\sqrt{2}} \quad (51)$$

로 表示할수 있고 이것은 (49)의 分母의 p 에 關한 2次方程式의 根이다. 따라서

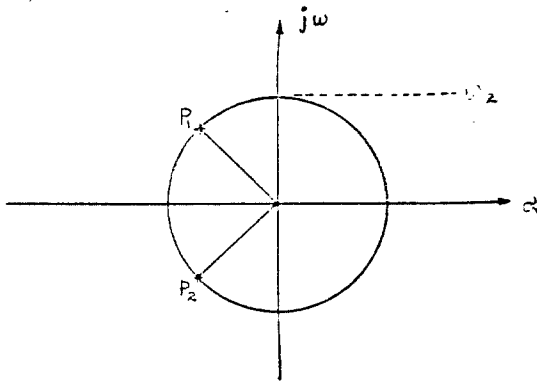


그림13. $n=2$ 인 maximally flat function에 對한 pole의 位置

Fig. 13 Pole positions for $n=2$, maximally flat function

$$p_1 = \frac{-C_b'eRt + j\sqrt{2C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)} - C_b'eRt^2}{2C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)} \quad (52)$$

$$p_2 = \frac{-C_b'eRt - j\sqrt{2C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)} - C_b'eRt^2}{2C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)} \quad (53)$$

(49)를 고쳐쓰고 (50)과 (51)을 適用하면

$$\frac{v_o(p)}{i_i(p)} = -Rt \frac{1}{p^2 + \frac{C_b'e}{C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)}p + \frac{1}{C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)}} \quad (54)$$

$$\begin{aligned} &= -Rt \frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)} \\ &= -Rt \frac{1}{p^2 - (p_1+p_2)p + p_1p_2} \\ &= -Rt \frac{1}{p^2 + \sqrt{2}\omega_2 p + \omega_2^2} \end{aligned} \quad (55)$$

(54)와 (55)를 比較하여

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{2C_b'eRt\tau_c(CL + C_b'e)}} \quad (56)$$

와

$$\omega_2 = \frac{C_b'e}{\sqrt{2}2C_b'e\tau_c(CL + C_b'e)} \quad (57)$$

을 얻는다. 여기서 주어진 利得에 對하여 CL 을 大端히 正確하게 알지 않으면 안된다. $C_b'e$ 는 Rt 와 並列로 C_t 를 外部에서 加함으로써 增加시킬수 있다. 이것은 C_t 를 可變함으로써 周波數特性을 調整할수 있음을 意味한다.

7. 實驗結果

實驗에 使用한 高周波用 p-n-p transistor OC 170의 共通emitter 1極의 I_c-I_b 特性은 그림14와 같다. 이것은 $V_{CE} = -6\text{V}$ 이고 室溫에서의 實驗值이다. 이것으로부터 $I_c = 0.5\text{mA}$ 에서의 β 는 111이고 1mA 에서는 165, 5mA 에서는 423임을

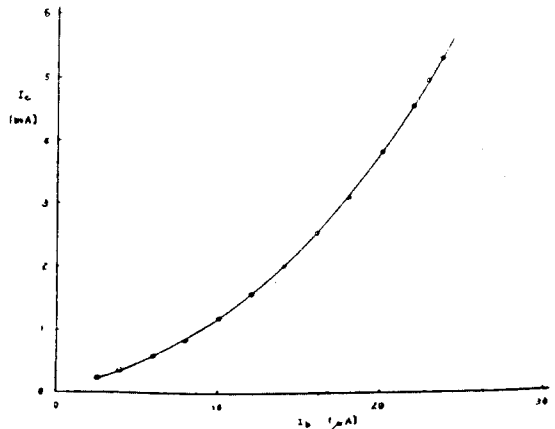


그림14. p-n-p transistor OC170의 $V_{CE} = -6\text{V}$ 에 對한 共通emitter I_b-I_c 特性

Fig. 14 Common emitter I_b-I_c characteristics at $V_{CE} = -6\text{V}$ for OC170

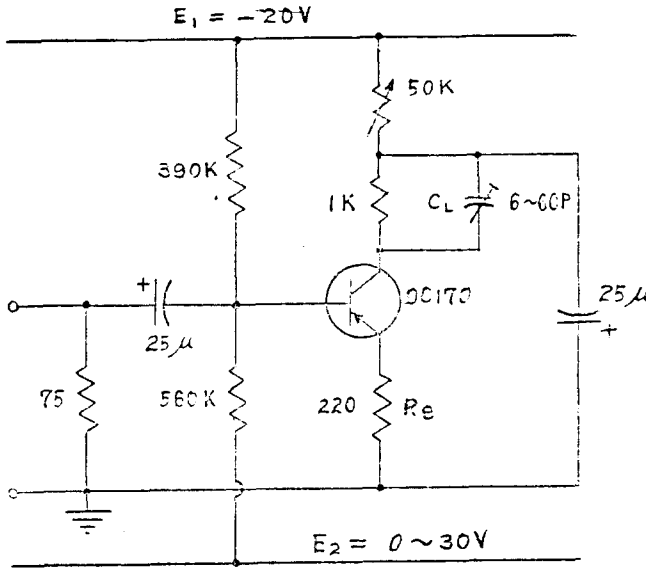


그림15. 直列饋還增幅器
Fig.15 Series feedback amplifier

알수 있다. 直列饋還增幅器의 回路圖는 그림15와 같다. 여기에 結合capacitor와 decoupling capacitor는 25 μ F의 電解condenser를 使用하였으며 CL은 必要한 帶域幅을 얻기 爲한 trimmer이다. Collector에 連結되어 있는 50k ohm은 必要한 collector電流 Ic를 흘러주기 爲한 可變抵抗器이다. 그림16에 Ic 0.5mA, 1mA 및 5mA에 對한 周波數特性을 表示한다.

그림17에 並列饋還增幅器의 回路圖를 表示한다. 여기에 Rs는 增幅段을 電流源으로 驅動하기 爲한 것이고 Cr는 必要한 帶域幅을 얻기 爲한 trimmer이다. CL은 50 PF이던 帶域幅이 9MC가 되는데

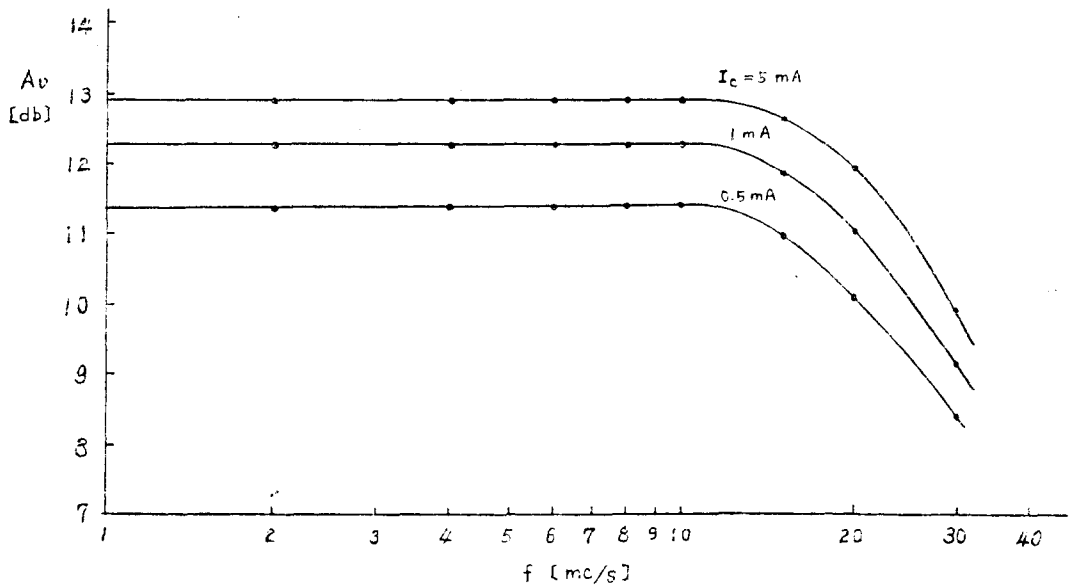


그림16. OC170을 使用한 直列饋還增幅器의 周波數特性 VCE = -6V
Fig.16 Frequency response of series feedback amplifier used OC170

浮遊容量이 15PF 있어서 實際로는 35PF던 된다. 이 增幅器는 帶域幅은 좁으나 直列饋還增幅器의 境遇와 같은 周波數特性을 얻을수 있다.

두가지 增幅器는 必要한 帶域幅, 利得 또한

Ic를주면 單一電源으로 安定化된 (stabilized) maximally flat response 를 갖는 饋還增幅器를 設計할수있다.

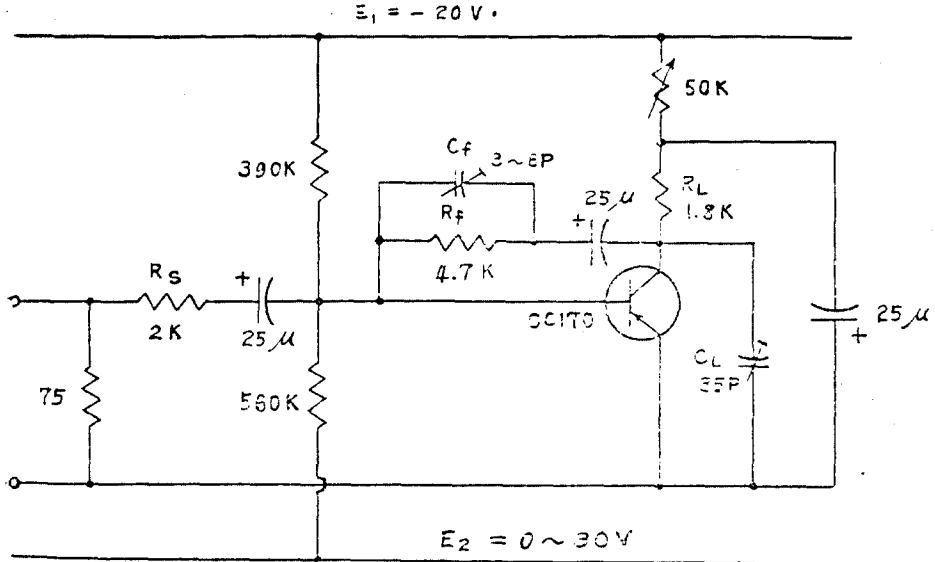


그림17. 並列饋還增幅器
Fig.17 Shunt feedback amplifier

8. 結 論

直列饋還增幅器는 電壓入力 電流出力 增幅器이고 入力抵抗이 높으며 低抵抗源으로 驅動하여야 하고 出力抵抗이 높으며 低抵抗負荷로 動作시켜야 한다.

並列饋還增幅器는 電流入力, 電壓出力, 增幅器이고 入力抵抗이 낮으며 高抵抗源으로 驅動하여야 하고 出力抵抗이 낮으며 高抵抗負荷로 動作시켜야 한다.

共通emitter 饋還增幅器는 緩衝(buffer) 增幅段이나 結合變壓器없이 結合할수 있으며 直列饋還增幅段과 並列饋還增幅段을 結合하였을 때에는 直列饋還增幅段的 帶域幅이 並列饋還增幅段的 帶域幅보다 더 넓으므로 全體增幅器로서의 帶域幅은 並列饋還增幅段的 帶域幅으로서 定해지고 直列饋還增幅段에 關하여는 位相遲延만 考慮하면 된다.

參考文獻

1. F. C. Fitchen, Transistor Circuit Analysis and Design, Second Edition, D. Van Nostrand, 1966, P. 108
2. C. L. Alley and K. W. Atwood, Ele-

ctronic Engineering, Second Edition, John Wiley and Sons, 1966, P. 130

3. M. L. Joyce and K. K. Clarke, Transistor Circuit Analysis, Addison-Wesley, 1961, P. 41

4. J. M. Pettit and M. M. McWhorter, Electronic Amplifier Circuits, McGraw-Hill, 1961, Chapter 9

5. L. J. Giacoletto, Study of p-n-p Alloy Junction Transistors from dc through Medium Frequencies, RCA Rev., Vol. 15, No. 4, pp. 503-562, December 1954

6. G. Bruun, Common-Emitter Transistor Video Amplifiers, Proc. IRE, Vol. 44, pp. 1561-1572, November 1956

7. F. D. Waldhauer, Wide-Band Feedback Amplifiers, IRE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT4, pp. 175-190, September 1957

8. I. S. Docherty and J. L. Casse, The Design of Maximally Flat Wideband Amplifiers with Double-Tuned Interstage Coupling, Proc. IEEE, Vol. 55, pp. 513-522, April 1967