

캐비티 同調에 의한 마이크로파 트랜지스터 發振器 (Microwave Transistor Oscillator by Cavity Resonator)

張 益 洙*, 金 炳 哲**

(IK Soo Chang and Byung Chul Kim)

要 約

무조건 안정한 트랜지스터를 요구하는 주파수에서 캐비티 공진회환 루우프를 이용하여 마이크로파 발진기를 설계하는 방법을 제시한다. 필요한 주파수로 공진하는 높은 Q의 공진기를 회환 루우프로 걸어줌으로써 그 주파수에서만 트랜지스터의 출력 임피던스의 실수부가 부저항 특성을 갖게 할 수 있으므로, 주파수가 안정한 발진기를 구성한다.

본 연구에서는 실리콘 바이폴라 TR HXTR 2101과 Q가 크며, 실제 크기가 작은 리엔트런트 캐비티를 이용하여 발진 주파수 2.33GHz, 발전출력 10mW의 발진기를 실현하여 보았다.

Abstract

A realization method of the microwave oscillator is proposed by the inherently stable transistor with a cavity resonator feedback loop. The real part of the output impedance of the inherently stable bipolar transistor can be made to be negative at the resonance frequency by the high-Q cavity feedback loop, and the oscillation condition can be obtained with the matching section of the load. In this work the microwave transistor oscillator is realized with a silicon bipolar transistor HXTR 2101 and a reentrant cavity, and characteristic of the output power 10m Watts at 2.33 GHz osc. frequency can be verified experimentally.

1. 서 론

본 논문에서는 캐비티 공진회환 루우프를 이용하여 무조건 안정한 트랜지스터 발진기에 대한 연구결과를 소개한다. 이 결과 약 20GHz 전역에서 VNT의 위상 특성을 증폭기로 나타내어 주파수 2.33GHz의 공진회환 루우프를 TR 마이크로스트립 회로에서 실현하였다.

마이크로웨이브 TR에 의하여 C-b and에서 發振器의 方法이 1972년 P. M. Olivier 에 의해서 發表되었는데¹⁾ 그는 YIG 共振器를 利用하였다.

本 論文에서는 Q가 낮고 마이크로스트립과 結合시키는데 어려움이 있는 YIG 대신에 Q가 높고 마이크로스트립과의 連結가 容易한 캐비티 共振器를 利用하여 TR 發振器를 製作하는 方法을 提示하고자 한다.

이때, 캐비티는 饋還 루우프로 利用이 되는데 饋還 루우프가 必要한 理由는, TR이 不安定한 領域에 있으면 $S'_{11} = S_{11} - \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}}$ 의 $|S'_{11}|$ 이 1보다 커지므로 TR의 入力이나 出力 임피던스가 負가 되고 適當한 임피던스를 負荷로 連結하면 發振이 일어나게 되는데, TR이 조건부 安定인 경우에는 安定度 係數 K가 1보다 작아서 饋還을 걸지 않아도 $|S'_{11}|$ 이 1보다 크게 되는 受動 負荷가 存在한다.¹³⁾

*正會員, 西江大學校 理工大學 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)

**正會員, 金島工科大学 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kum oh Ins. Tech.)

接受日字: 1982年 5月 13日

(※ 이 論文은 1982年度 文教部 學術研究 助成費에 依하여 研究된 것임.)

그러나, TR이 절대 안정이면 어떤 受動素子を連結하여도 入力抵抗이 正이 되므로 饋還을 시켜야만 $|S'_{11}|$ 이 1보다 크게 되어서 負抵抗을 얻을 수 있기 때문이다.

現在 마이크로웨이브 TR 發振器는 조건부 安定인 TR을 利用하여 發振器를 製作하는 단계에 와 있으나 TR이 절대 安定인 경우에 饋還 루우프를 어떤 形態로 構成하여 發振을 시키느냐 하는 問題點이 남아 있다.

本 論文에서는 마이크로웨이브를 製作할 때 꼭 必要한 마운트를 共振器로 만들어서 마운트로 利用하는 同時에 饋還 루우프로 利用하여 절대 安定인 TR로 發振시킬 수 있는 方法을 제시하고자 한다.

II. 캐비티 饋還 루우프에 의한 TR의 負抵抗 具現

發振器는 그림 1과 같이 能動回路과 受動回路의 커피비네이션으로 생각할 수 있다.

能動回路에서 $[I] = [Y][V]$, 受動回路에서는 $[I'] = -[Y'][V']$ 이므로 포트 i와 포트 i'이 連結됐다면 $[I] = -[I']$, $[V] = [V']$ 에서 $|[Y] + [Y']| \cdot [V] = 0$ 이 되고 $[I] \neq 0$ 이므로 $|[Y] + [Y']| = 0$ 이 發振條件이 된다.^[4]

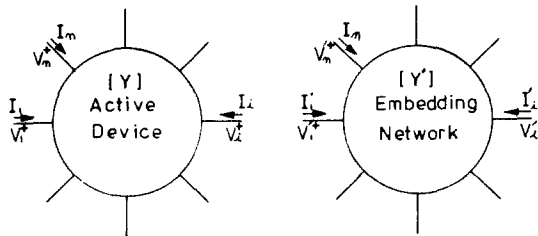


그림1. 멀티포트 발진기
Fig. 1. Multiport oscillator.

이 發振條件 $|[Y] + [Y']| = 0$ 의 解는 여러 가지가 있으나 그 중 $[Y] + [Y'] = 0$ 을 擇하면 그림 2에서 캐비티와 TR의 y-파라미터의 畵이 [Y]가 되고 整合回路과 부하 50Ω이 [Y']이 된다.

TR의 S-파라미터를 測定하고 캐비티와 連結하기 위한 마이크로스트립 라인을 그림 2에서와 같이 θ_1, θ_2 로 놓고 AA'에서의 S-파라미터를 求하면

$$[S'] = \begin{bmatrix} S_{11} e^{-j2\theta_1} & S_{12} e^{-j(\theta_1 + \theta_2)} \\ S_{21} e^{-j(\theta_1 + \theta_2)} & S_{22} e^{-j2\theta_2} \end{bmatrix} \text{가 된다.}$$

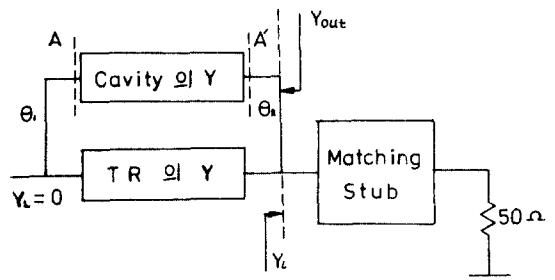


그림2. 발진 회로 설계를 위한 도표
Fig. 2. Block diagram for designing the oscillator.

이 $[S']$ 을 식(1)에 대입하여^[5] TR의 y-파라미터를 求하고 또, 測定된 캐비티의 S-파라미터로부터 역시 식(1)에 의해 캐비티의 y-파라미터를 求해서 더하면 [Y]가 된다.

$$\begin{aligned} y_{11} &= \frac{1 + S_{22} - S_{11} - \Delta S}{1 + S_{22} + S_{11} + \Delta S} \\ y_{12} &= \frac{-2 S_{12}}{1 + S_{22} + S_{11} + \Delta S} \\ y_{21} &= \frac{-2 S_{21}}{1 + S_{22} + S_{11} + \Delta S} \\ y_{22} &= \frac{1 - S_{22} + S_{11} - \Delta S}{1 + S_{22} + S_{11} + \Delta S} \end{aligned} \tag{1}$$

$$\Delta S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

이 [Y]로부터 y_{out} 을 求하면^[3]

$$y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11} + Y_L}$$

$Y_L = 0$ 이 된다.

이때 $[Y] + [Y'] = 0$ 에서 $y_{out} = -y_e$ 이 되는데 y_e 이 受動回路이므로 能動回路인 y_{out} 의 實數部가 負의 값을 가져야 된다.

y_{out} 의 實數部가 負의 값을 갖게 되는 θ_1, θ_2 의 값은 여러 가지가 있으나 그 중 適當한 값을 擇하면 그 때의 y_{out} 은

$$y_{out} = -G + jB$$

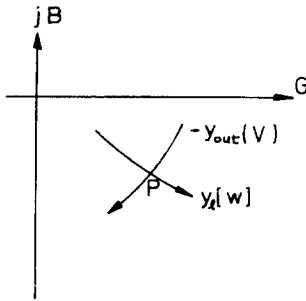
發振條件을 만족하기 위한 y_e 은

$$y_e = +G - jB$$

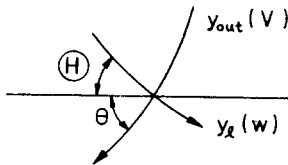
와 같은 負抵抗을 얻을 수 있다.

이를 그림으로 그려서 動作點을 찾으면 그림3과 같이 복소수 平面에서 각 周波數에 對한 y_{out} 과 y_e 을

그런 後 두 線이 만나는 P點이 動作點이 되어 發振이 일어난다.^[6]



(a) 소자신과 어드미턴스 제적



(b) (H)와 θ 의 정의

그림3. 발진 동작점을 찾기 위한 그래프

Fig.3. Graph for finding the oscillation point.

이와 같이 決定된 動作點은 安定度 條件式 $A_0 \left| \frac{-\partial y_{out}(v)}{\partial v} \right| \left| \frac{\partial y_e(w)}{\partial w} \right| \sin(\textcircled{H} + \theta) > 0$ 에 의해 그 安定度를 判別할 수 있다.^[7]

즉, $\sin(\textcircled{H} + \theta)$ 가 “+”여야 하므로 두 線이 이루는 角이 180°보다 작아야 安定하다. (Ⓜ : Large θ)

Ⅲ. 리 엔트런트 캐비티에 의한 TR 發振器 設計

1. 캐비티 製作

發振器의 饋還 루우프에 利用되는 캐비티에는 여러 種類가 있으나 그 중 知形 캐비티^[8]는 製作상의 問題點이 있고 圓筒形 캐비티는 다른 캐비티보다 Q는 높으나^[9] 周波數가 낮아질 경우 크기가 매우 커지므로 製作도 容易하고 크기도 작은 리-엔트런트 캐비티를 擇했다.

본 실험에서 캐비티의 製作은 그림 4의 그래프^[10]중 $\rho_2/\rho_1 = 1.5$ 인 경우를 擇하고

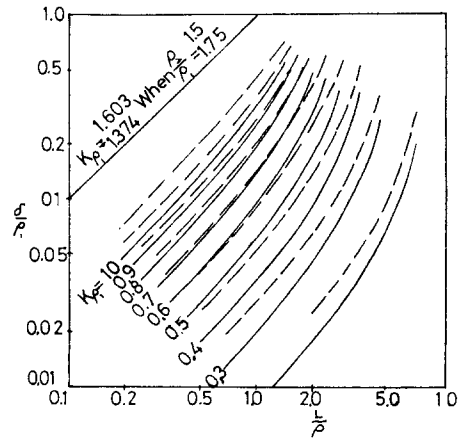


그림4. 리-엔트런트 캐비티 製作을 위한 그래프

Fig.4. Graph for the re-entrant cavity.

그 중 $k\rho_1 = 0.6$

$$\delta/\rho_1 = 0.1$$

$$L/\rho_1 = 1$$

을 擇하면 3GHz에서 $2\pi/\lambda = k = 2\pi/10$ 이므로 $\rho_1 = 9.55\text{mm}$, $\rho_2 = 14.325\text{mm}$, $\delta = 0.955\text{mm}$ 가 된다.

이때 δ 를 더 작게 하면 캐패시턴스가 커지므로 $jz_0 \tan \beta \ell = -1/j\omega_0 c$ 에서 ω_0 가 작아지게 된다.^[11]

$\delta = 0.4\text{mm}$ 로 했을 때 共振 周波數가 2.33GHz가 됐다. (共振 周波數를 낮추려는 理由는 사용하려는 HX TR 2101이 3GHz에서는 이득(gain)이 낮기 때문인데 δ 를 0.4mm보다 더 작게 하면 高次 모드로 동작하게 되어 周波數가 더 높아진다.)

만들어진 캐비티는 그림 5 (a), (b)와 같다.

이 캐비티에 그림 6에서와 같은 루우프 結合(coupling)을 하면

$$P = \frac{1}{Q_{ext}} = kx$$

여기서 p; Loading power factor

k; 結合係數

x; Normalized reactance

이므로 루우프가 커지면 結合되는 量이 많아지는 대신 Q_{ext} 이 떨어지는 걸 알 수 있다.

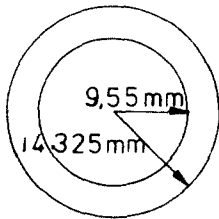
이와 같은 루우프 結合 캐비티의 S-파라미터를 測定한 뒤 基準線(reference line)의 길이와 port I, II의 50 Ω 라인의 길이의 差異만큼 位相을 補償해 주면 補償된 S-파라미터는

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.3 \angle -134.7^\circ & 0.82 \angle -46.4^\circ \\ 0.82 \angle -46.4^\circ & 0.42 \angle -91.9^\circ \end{bmatrix}$$

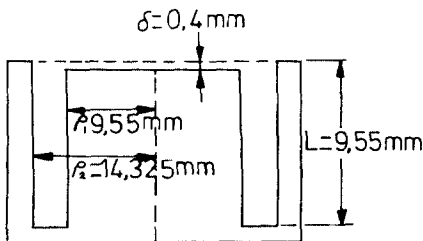
가 되고 이들 y -파라미터로 고치면

$$[y] = \begin{bmatrix} 2.158 \angle -48.03^\circ & 2.237 \angle -56.627^\circ \\ 2.237 \angle -56.627^\circ & 1.394 \angle -43.24^\circ \end{bmatrix}$$

가 된다.

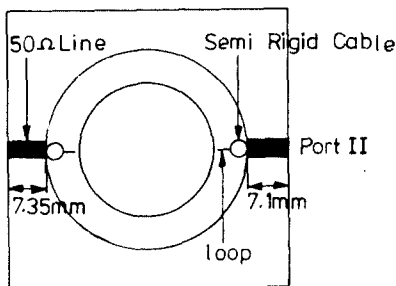


(a) Top view



(b) Side view

그림5. 제작된 리-엔트러นต์ 캐비티
Fig.5. Manufactured re-entrant cavity.



Cable loop line

케이블의 지름: 2.25mm

루우프 라인의 지름: 0.3mm

그림6. 루우프 결합된 캐비티
Fig.6. Loop coupled cavity.

2. TR의 S-파라미터 측정

TR의 S-파라미터 측정 회로에 그림 7과 같은 bias 회로를 연결하고 [13] S-파라미터를 측정 한 뒤 위상을 보정해 줘야 하는데 TR 측정 회로의 50Ω 라인의 길이와 기준선의 길이가 같으므로 S_{11} , S_{22} 는 보정해 줄 필요가 없고 S_{12} , S_{21} 만 TR만큼의 차이, 즉 11.4°를 보정해 주면 된다.

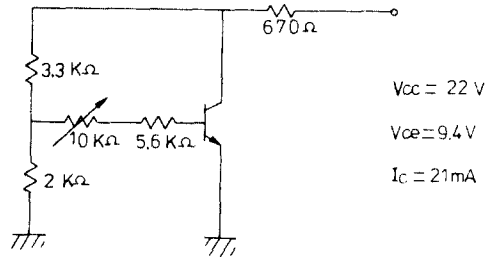


그림7. TR의 S-파라미터 측정회로의 바이어스 회로
Fig.7. Bias circuit of the circuit for measuring the S-parameter of the TR.

그러므로 실제 S-파라미터는

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.41 \angle 22.5^\circ & 0.126 \angle 78.6^\circ \\ 2.51 \angle 47.1^\circ & 0.355 \angle 117^\circ \end{bmatrix}$$

이다.

이 S-파라미터를 캐비티와 TR의 연결에 필요한 길이 θ_1 , θ_2 만큼 위상을 변화시킨 S-파라미터로 바꿔 주고 그 S-파라미터를 y -파라미터로 바꿔준 뒤 캐비티의 y -파라미터를 더 해서 y_{out} 의實數部가 負가 되게 하는 θ_1 , θ_2 를求할 수 있다.

3. 發振 회로

負抵抗을 얻을 수 있는 많은 θ_1 , θ_2 중에서 θ_1 10°, 20°, 30° 인 경우를 골라서 10°씩 변화시킨 θ_2 를 Smith chart 상에서 그려보면 그림 8과 같다. 그 중 stub의 길이, 基板의 크기 등을 고려해서 θ 를 정하면 $\theta_1=30^\circ$, $\theta_2=170^\circ$ 일때가 가장 알맞다.

이때의 $y_{out} = -2.77 + j0.23$ 이고 發振條件에 의해 $y_e = 2.77 - j0.23$ 이 되는데 이 y_e 을 50Ω에整合시키기 위한 stub의 길이를 그림 8의 Smith chart에서 求해 보면 series stub의 길이는 $0.085\lambda g$, shunt stub의 길이는 $0.1323\lambda g$ 가 된다.

2.33GHz에서 $\lambda g = 89.16mm$ 이므로

Series stub의 길이 = 7.58mm

Shunt stub의 길이 = 11.8mm

$\theta_1 = 30^\circ \rightarrow \ell_1 = 7.43\text{mm}$
 $\theta_2 = 170^\circ \rightarrow \ell_2 = 42.1\text{mm}$ 가 된다.

이 結果를 利用해서 回路를 構成해 보면 그림 9 와 같다.

A, B 地點의 0.1mm 라인과 AA' 사이와 BB' 사이의 코일은 바이어스線으로 r, f는 차단시키고 D, C만 通過시키는 役割을 한다.

그리고 TR은 C의 곳에 附着했는데 TR의 熱 放出

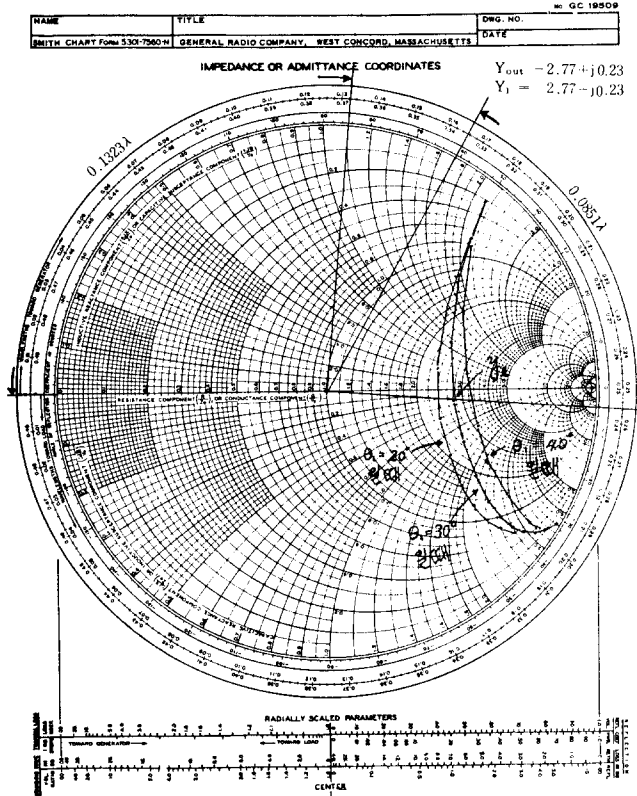


그림8.
Fig.8.

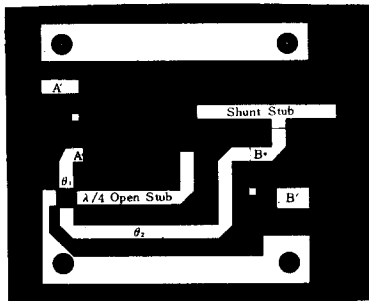


그림9. 발진기 회로
Fig.9. Oscillator circuit.

그림 9 의 回路에서 A와 B 地點은 커플링 루우프 쪽으로 바이어스 電壓의 D, C가 流入되는 것을 차단하게끔 0.1mm만큼 50Ω 라인을 끊고 캐패시터를 附着했다.

을 위해서 TR의 머리 부분(emitter)이 마운트에 接觸되게 連結했다.

에미터의 接地는 한 쪽은 $\lambda/4$ open stub를 달고 다른 한 쪽은 서브스트레이트 接地시켰다.

IV. 製作한 發振器의 特性

實際 製作한 發振器는 寫眞과 같다. 이 發振器의 出力을 周波數 컨버터에 連結하고 周波數 컨버터의 周波數를 變化시키면 발진되는 周波數에서만 오실로스코우프에 波形이 나타난다.

이와 같은 測定 結果 製作된 發振器의 發振 周波數가 2.33GHz 였다.

發振器의 바이어스를 變化시키면서 얻은 發振器의 出力은 그림10과 같다.

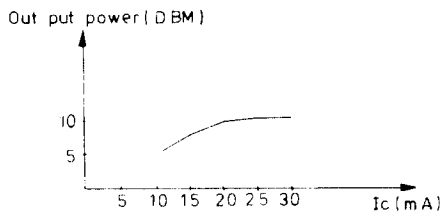
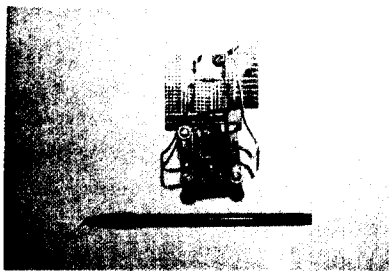


그림 10. 제작한 발진기의 출력
Fig. 10. Out put power of the oscillator.



사 진 실제 제작한 발진기
Photo Realized oscillator.

TR의 바이어스가 $V_{CE} = 4.93V$, $I_c = 10mA$ 일때 부터 發振이 始作되는데 $V_{CE} = 10.92V$, $I_c = 27mA$ 以後로는 I_c 를 增加시켜도 더 이상 出力 파워가 增加되지 않았다.

이와 같은 TR 發振器로 正常狀態(9V, 20mA)에서 10mW의 出力을 얻을 수 있고 最大 出力 12.5mW 까지 얻을 수 있었다.

V. 結 論

캐비타를 饋還 루우프로 利用하여 마이크로웨이브 TR HXTR 2101(Hewlett Packard社 製作)의 S-파라미터와 캐비타의 S-파라미터로부터 負 抵抗을 얻었으며 이 負 抵抗에 의하여 發振條件에 맞게 設計한 結果 2.33 GHz에서 10mW의 出力을 갖는 대단히 安定된 發振器를 製作할 수 있었다.

본 연구를 위하여 공군사관학교 전자공학과와의 network analyzer를 이용하였으며 특히 공사의 권영락 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 또한 이 연구는 1981년도 문교부 연구조성비에 의하여 수행 되었습니다.

參 考 文 獻

- [1] V. G Gelnovatch, T. F. Burke, "Computer aided design of wide-band integrated microwave transistor amplifier on high dielectric substrates", *IEEE, Transaction on Electron Devices*, July 1968.
- [2] P. M. Olivier, "Microwave YIG-tuned oscillator amplifier design"; application to c-band", *IEEE, Journal of Solid-State Circuits*, Feb. 1972.
- [3] R. S. Carson, *High Frequency Amplifier*, John Wiley & Sons, Inc. 1975.
- [4] A. P. S. Khana, J. Obregon, "Microwave oscillator analysis", *IEEE, Trans. on Microwave, Short Paper*, Jun. 1981.
- [5] J. Helszajn, *Passive and Active Microwave Circuits*. John Wiley & Sons, Inc. 1978.
- [6] Kurokawa, *An Introduction to the Theory of Microwave Circuits*. Academic Press, Inc., 1969.
- [7] M. J. Howes, D. V. Morgan, *Microwave Devices*, John Wiley & Sons Ltd, 1976.
- [8] Ramo Whinnery, Van Duzer, "Field and waves in communication electronics" John Wiley & Sons, Ltd., 1965.
- [9] I. G. Wilson, C. W. Schamm, J. P. Kinzer, *High Q Resonant Cavities for Microwave Testing*, Bell System Technical Journal.
- [10] T. S. Saad, *Microwave Engineers' Handbook*, vol. 1, Artech House Inc., 1971.
- [11] R. E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*, McGraw-Hill Book Co., 1966.
- [12] D. S. James, G. R. Pinchaud, W. J. R. Hoefler, "Aperture coupling between microstrip and resonant cavity," *IEEE, Trans. on Microwave*, May 1977.
- [13] *Microwave Transistor Bias Consideration*. Application Note 944 - 1 Hewlett-packard.