کتاب الکترونیک ۱ و ۲ پارسه

تهیه شده در الکترونیک باز| مرجع دانلود الکترونیک

www.gselectronic.ir

تهیه و تنظیم : صادق حیدری فراهانی

Sadegh.heidari.farahani@gmail.com

فصل نهم

فصل ۹ تنظیم کننده‌های ولتاژ (رگولاتورهای ولتاژ)

مقدمه

تمام مدارهای الکترونیکی برای عملکرد خود احتیاج به ولتاژهای DC ثابتی دارند که تا حد امکان نسبت به متغیرهای دیگر ثابت بمانند. در مدارهایی که تا این بخش مورد بررسی قرار گرفتند ولتاژ تغذیه، تحت نام $\pm V_{CC}$ یا $\pm V_{DD}$ یا $\pm V_S$ نام‌گذاری می‌شدند. در دستگاه‌های الکترونیکی سیار، ولتاژهای تغذیه از باتری تهیه می‌شوند. باتری‌ها یا قابل شارژ هستند و یا غیر قابل شارژ باتری‌های شارژشونده به وسیله مدارهای یک‌سوساز و مدارهای رگولاتور شارژ می‌شوند. البته شارژ باتری‌ها خود، منحنی‌هایی دارد که اگر روش شارژ کردن مطابق با آن منحنی‌ها نباشد باتری عمر کوتاهی خواهد داشت. در دستگاه‌های ثابت، ولتاژهای تغذیه از برق صنعتی تهیه می‌شوند. در برخی از موارد هنگام قطع برق از باتری‌های شارژ شده به عنوان پشتیبان استفاده می‌شود. این باتری‌ها در نبودن برق AC صنعتی، مدار الکترونیکی را تغذیه می‌کنند و پس از وصل مجدد برق AC ، ضمن شارژ باتری، تغذیه‌های DC مدار از برق AC به وسیله یک‌سوسازها و تنظیم‌کننده‌های ولتاژ تأمین می‌شود.

تنظیم‌کننده‌های ولتاژ که گاهی رگولاتور ولتاژ هم نامیده می‌شوند یا عملکردشان خطی است و یا به صورت سوئیچینگ کار می‌کنند. در تنظیم‌کننده‌های خطی (Linear) مدارهای تشکیل‌دهنده آن همگی در ناحیه فعال قرار دارند. در تنظیم‌کننده‌های متداول از فیدبک نمونه ولتاژ استفاده می‌شود تا امپدانس خروجی تنظیم‌کننده تا حد امکان ناچیز باشد و تغییرات جریان بار سبب تغییر ولتاژ بار نشود، در تنظیم‌کننده‌های سوئیچینگ ترانزیستور خروجی که به صورت سری یا موازی وصل می‌شود، در ناحیه روشن و خاموش کار می‌کند و حلقه فیدبک استفاده‌شده سبب تغییر زمان روشن و خاموش شدن ترانزیستور خروجی می‌شود و تنظیم ولتاژ خروجی انجام می‌گیرد. رگولاتورهای سوئیچینگ نیز یا از باتری در وسایل سیار استفاده می‌کنند و یا در مدارهای ثابت از برق AC صنعتی تغذیه می‌شوند.

در تنظیم‌کننده‌های ولتاژ کامل چه به صورت خطی و چه به صورت سوئیچینگ از سه اصل کلی استفاده می‌شود. این سه اصل کلی را زنجیره فرمان می‌نامند که این زنجیره فرمان عبارت است از:

الف) خاموش‌کننده دمایی (Thermal Shut Down): مفهوم این حالت آن است که اگر دمای مدار قدرت (ترانزیستور خروجی) به دلیلی بخواهد از مقدار پیش‌بینی شده تجاوز کند، خروجی تنظیم‌کننده ولتاژ قطع شود.

ب) محدودکننده جریان: به این مفهوم است که اگر دما در حد مورد قبول باشد ولی جریان بار از حد مورد انتظار بخواهد تجاوز کند، مدار رگولاتور خاموش شده و خروجی صفر می‌شود.

ج) حالت کار ایمن: به این مفهوم است که اگر دما و جریان در محدوده مجاز باشند، مدار فیدبک، کنترل ولتاژ خروجی را به عهده می‌گیرد و ولتاژ خروجی ثابت می‌ماند در برخی از مدارهای تنظیم‌کننده ولتاژ، مدار آشکارساز ولتاژ در ورودی نصب می‌شود تا در

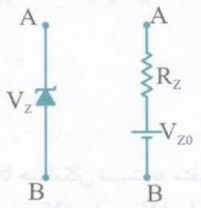
www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

صورت افزایش و یا کاهش ولتاژ ورودی نسبت به مقدار مجاز مورد نظر، ورودی به تنظیم‌کننده ولتاژ قطع شود و درنتیجه خروجی تنظیم‌کننده ولتاژ صفر شود.

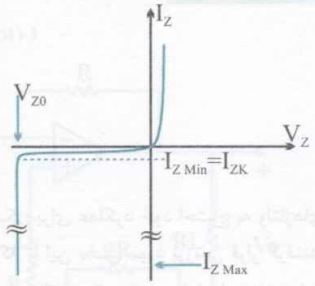
در این مجموعه فقط تنظیم‌کننده‌های ولتاژ خطی مورد توجه قرار می‌گیرند. تنظیم‌کننده‌های ولتاژ مورد استفاده در مدارهای الکترونیکی یا ساده هستند و یا از مدارهای پیچیده‌تری استفاده می‌شود. این موضوع بستگی به حساسیت مدارهای الکترونیکی دارد. در این بحث ابتدا تنظیم‌کننده‌های ساده بررسی می‌شوند و آن‌گاه به تنظیم‌کننده‌های ولتاژ کامل‌تر توجه خواهد شد.

۹ـ۱ تنظیم‌کننده ولتاژ با دیود زنر بدون مدار فیدبک

دیود زنر یا ترانزیستورهایی که در ناحیه معکوس قرار دارند، می‌توانند به عنوان تنظیم‌کننده ولتاژ اولیه مطرح شوند. در شکل (۹ـ۱) دیود زنر و مدار معادل آن نشان داده شده است و در شکل (۹ـ۲) منحنی ولتاژ جریان یک دیود زنر دیده می‌شود.



شکل ۹ـ۱ دیود زنر و مدار معادل آن

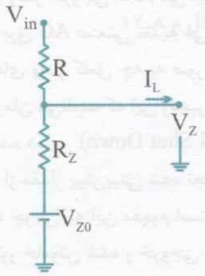


شکل ۹ـ۲ منحنی مشخصه دیود زنر

R_Z مقاومت زنر است. مقدار این مقاومت در برگه مشخصات دیود زنر نوشته می‌شود. V_{Z_o} و I_{ZK} و P_Z هم در برگه مشخصات دیود زنر نوشته می‌شوند.

دیودهای زنری که ولتاژ شکست V_{Z_o} بیشتر از حوالی 5.6 ولت دارند، ضریب دمایی مثبت دارند و دیودهای زنر با ولتاژ شکست حوالی 5 ولت دارای ضریب دمایی نزدیک صفر و دیودهای زنری که ولتاژ شکست حوالی 5 ولت و کمتر دارند، دارای ضریب دمایی منفی هستند که در برگه مشخصات دیود زنر نوشته می‌شود و به صورت $\frac{\Delta V_Z}{\Delta T}$ برحسب میلی‌ولت بر درجه سانتی‌گراد ذکر می‌شود. توان تحمل زنر $P_Z = (V_Z) I_{Z_{max}}$ است. توان زنر نیز به وسیله سازنده قطعه مشخص می‌شود که از آن می‌توان $I_{Z_{max}}$ را نتیجه‌گیری کرد.

در کاربرد زنر باید توجه داشت که اولاً زنر کار کند؛ یعنی جریان گذرنده از دیود زنر بیشتر از I_{ZK} باشد. اگر جریان عبوری از دیود زنر کمتر از I_{ZK} باشد، $V_Z = V_{Z_o}$ نیست و تثبیت ولتاژی انجام نمی‌گیرد. دوم آنکه جریان زنر از $I_{Z_{max}}$ بیشتر نشود؛ زیرا سبب سوختن دیود زنر می‌شود. بنابراین محدوده عبور جریان از دیود زنر بین I_{ZK} و $I_{Z_{max}}$ است. از نظر کیفیت ولتاژ خروجی مقدار R_Z و تغییرات دمایی دیود زنر مؤثر هستند. یک مدار تنظیم‌کننده ساده در شکل (۹ـ۳) نشان داده شده است.



شکل ۹ـ۳

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

در این شکل دیده می‌شود که تغییر ولتاژ (V_z) خروجی تابع ضریب دمایی دیود زنر است. تغییر جریان بار و یا تغییر ولتاژ ورودی V_{iN} سبب ایجاد تغییر در افت ولتاژ در R_z می‌شود و ولتاژ خروجی تغییر می‌یابد.

برای ایجاد کیفیت خوب ولتاژ خروجی می‌توان بین مصرف‌کننده (I_L) و دیود زنر، بافر ولتاژ (کلکتور مشترک) وصل کرد تا تغییرات جریان بار در جریان زنر (I_z) تأثیر کمی داشته باشد و دیود زنر در بیس ترانزیستور قرار داده می‌شود. اگر مقاومت زنر (R_z) خیلی کم باشد، تغییر ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی کم‌اثر می‌شود.

در مدار شکل (۹ـ۳) می‌توان به‌جای مقاومت ساده R از منبع جریان مناسبی استفاده کرد. در این صورت تغییرات V_{iN} در ولتاژ خروجی ناچیز می‌شود. برای آنکه تغییرات جریان بار سبب تغییر ولتاژ خروجی نشود، از مدار فیدبک استفاده می‌شود.

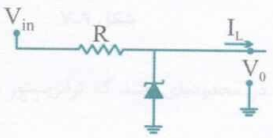
در مسایل زیر سعی شده است انواع مختلف تنظیم‌کننده‌های ولتاژ مورد بررسی قرار بگیرند.

مثال ۱: در شکل (۹ـ۴) حدود مقاومت R را برای آنکه تنظیم‌کننده درست کار کند، به دست آورید.

$$(I_{zk} = 5\,mA \quad , \quad P_z = 2\,W \quad , \quad V_z = 9\,V)$$

$$I_{L_{max}} = 95\,mA \quad , \quad I_{L_{min}} = 50\,mA$$

ولتاژ ورودی (V_{iN}) بین 15 ولت الی 20 ولت تغییر می‌کند.



شکل ۹ـ۴

حل: $V_o = V_z = 9$ ولت است. برای تعیین مقاومت R به راحتی می‌توان از نوشتن KCL در خروجی استفاده کرد.

$$\frac{V_o - V_{iN}}{R} + I_z + I_L = 0$$

۱) ولتاژ ورودی حداقل مقدار را داشته باشد، درحالی‌که جریان بار حداکثر باشد و از دیود زنر $I_{zk} = I_{z_{min}}$ بگذرد. یعنی دیود زنر در ناحیه شکست زنری قرار بگیرد. این حالت تعیین‌کننده R_{max} است:

$$\frac{9-15}{R_{max}} + I_{zk} + I_{L_{max}} = 0$$

$$\frac{9-15}{R_{max}} + 5\,mA + 95\,mA = 0$$

$$R_{max} = 60\,\Omega$$

۲) ولتاژ ورودی در حداکثر مقدار باشد و حداقل جریان بار وجود داشته باشد و از دیود زنر حداکثر جریان ممکن $I_{z_{max}} = \frac{p_z}{V_z}$ بگذرد. یعنی زنر در آستانه سوختن قرار بگیرد. این حالت تعیین‌کننده R_{min} است:

$$\frac{9-20}{R_{min}} + I_{z_{max}} + I_{L_{min}} = 0$$

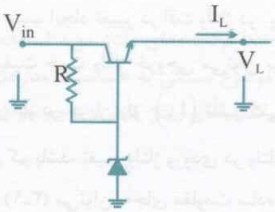
$$\frac{9-20}{R_{min}} + \frac{p_z}{V_z} + 50\,mA = 0$$

$$R_{min} = 40\,\Omega$$

در این صورت $60\,\Omega > R > 40\,\Omega$ قابل استفاده است.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

مثال ۲: در مدار شکل (۹ـ۵) مقاومت مناسب R و توان تلفاتی ترانزیستور را به دست آورید.



شکل ۹ـ۵

$$20\,V > V_{iN} > 15\,V$$
$$I_{L_{max}} = 1\,Amp$$
$$V_{BE} = 0.7 \quad , \quad \beta = 100$$
$$I_{zk} = 5\,mA \quad , \quad V_z = 9.7\,V$$

حل: این نوع تنظیم‌کننده را سری می‌نامند؛ زیرا ترانزیستور توان با بار سری شده است.
درواقع این مدار، یک تقویت‌کننده توان کلاس A با ورودی ثابت V_z است:

$$V_o = V_Z - V_{BE} = 9\,V$$

$$I_{B_{max}} = \frac{I_L}{1+\beta} \simeq 10\,mA$$

$$I_B + I_z + \frac{V_z - V_{iN}}{R} = 0$$

$$10\,mA + 5\,mA + \frac{9.7-15}{R} = 0 \quad \Rightarrow \quad R_{max} = 350\,\Omega$$

توان تلفاتی ترانزیستور در حداکثر جریان بار با حداکثر مقدار ولتاژ ورودی عبارت است از:

$$P_{DQ_1} = V_{CE_{max}} \cdot I_{L_{max}} \simeq (20-9)1\,Amp = 11\,W$$

اگر جریان بار قطع شود، هنگامی‌که ولتاژ به حداکثر 20 ولت برسد، جریان عبوری از دیود زنر با $R = 200\,\Omega$ برابر است با:

$$I_z = \frac{20-9}{200\,\Omega} = 55\,mA$$

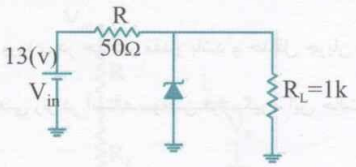
در این صورت حداقل توان زنر برابر است با:

$$P_z = 55\,mA\,(9\,V) = 0.495 \simeq 0.5\,W$$

بنابراین دیود زنر مناسب 0.75 وات است.
توان تلفاتی مقاومت R برابر است با:

$$P_R = \frac{(20-9)^2}{R} \simeq 0.6\,W$$

مثال ۳: در مدار شکل (۹ـ۶) که تنظیم‌کننده ساده است، به ازای ورودی 13 ولت، ولتاژ خروجی 10 ولت است. $V_{z_o} = 9$ ولت است. مقدار مقاومت داخلی زنر R_z را حساب کنید.



شکل ۹ـ۶

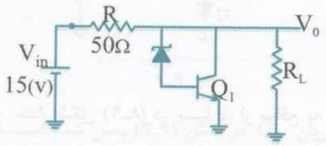
حل:

$$\frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o - V_{z_o}}{R_z} + \frac{V_o - V_{iN}}{R} = 0$$

$$\frac{10}{1k}+\frac{10-9}{R_z}+\frac{10-13}{50}=0 \Rightarrow R_z=20\Omega$$

اگر R_z کوچک باشد، منحنی (V_z-I_z) در ناحیه شکست، شیب تندتری دارد و در حالت $R_z=0$ منحنی از نقطه شکست به صورت عمودی است و ΔV_z به سبب تغییرات جریان بار صفر خواهد بود. دیودهای زنر متعارف، مقاومت R_z در محدوده 0.5 اهم تا چند اهم دارند.

مثال ۴: مدار شکل (۹ـ۷) یک تنظیم‌کننده ولتاژ با ترانزیستور موازی است (رگولاتور موازی). محدوده مجاز R_L برای خروجی تنظیم‌شده چقدر است؟



شکل ۹ـ۷

مشخصات زنر:

$$(V_z=5V \quad , \quad P_z=0.25W \quad , \quad I_{z_{min}}=0.5mA)$$

مشخصات ترانزیستور:

$$(V_{BE}=0.7 \quad , \quad \beta=100 \quad , \quad I_{c_{max}}=100mA)$$

حل: حدود مجاز مقاومت R_L یا به عبارتی تغییرات جریان بار می‌تواند در محدوده‌ای باشد که ترانزیستور در مدار نسوزد. ضمن آنکه دیود زنر هم حداقل جریان زنر (I_{zk}) را داشته باشد.

$$V_o=V_{BE}+V_z=5.7V$$

$$\frac{V_o}{R_L}+I_C+I_z+\frac{V_o-V_{iN}}{R}=0$$

$$\frac{5.7}{R_{L_{min}}}+\beta(I_{z_{min}})+I_{z_{min}}+\frac{5.7-15}{50\Omega}=0 \Rightarrow R_{L_{min}}=42\Omega$$

$$\frac{5.7}{R_{L_{max}}}+I_{C_{max}}+\frac{I_{C_{max}}}{\beta}+\frac{5.7-15}{50}=0 \Rightarrow R_{L_{max}}=67\Omega$$

در این صورت حداکثر و حداقل جریان مجاز قابل استفاده از این مدار تنظیم‌کننده برابر است با:

$$I_{L_{max}}=\frac{V_o}{R_{L_{min}}}\simeq 135mA$$

$$I_{L_{min}}\simeq\frac{V_o}{R_{L_{max}}}=85mA$$

اگر جریان بار کمتر از 85 mA شود، جریان کلکتور ترانزیستور از مقدار مجاز آن تجاوز می‌کند و ترانزیستور آسیب می‌بیند و اگر جریان مصرفی بیشتر از 135 میلی‌آمپر شود، جریان دیود زنر از $I_{z_{min}}$ کمتر می‌شود و ولتاژ خروجی 5.7 ولت نخواهد شد.

حداکثر توان تلفاتی ترانزیستور عبارت است از:

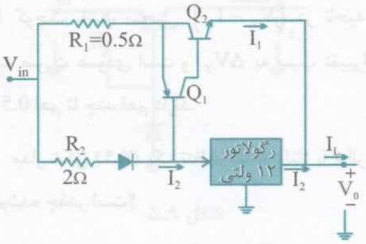
$$P_{D_{max}}=V_{CE_{max}}\cdot I_{c_{max}}=(5.7)(100mA)=0.57W$$

این ترانزیستور باید بتواند توان تلفاتی محاسبه‌شده را تحمل کند (بدون خنک‌کننده و یا با خنک‌کننده).

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

مثال ۵: در شکل (۹ـ۸)، حداکثر جریان I_L را که مدار می‌تواند تأمین کند، به دست آورید.

فرض کنید که رگولاتور 12 ولتی حداکثر جریان‌دهی آن یک آمپر باشد و از جریان مصرفی خود رگولاتور صرف‌نظر شود.



$\beta_1 = 50 \quad , \quad \beta_2 = 20$

$V_{BE} = V_D$

V_{iN} (20 الی 25) ولت

شکل ۹ـ۸

حل: مدار شکل (۹ـ۸) در بسیاری از مواقع به عنوان افزاینده جریان با حفظ ولتاژ خروجی به کار می‌رود. ترانزیستور Q_2 و Q_1 به صورت یک زوج ترکیبی با ضریب $\beta = (\beta_1)(\beta_2) = 1000$ است. در محاسبات به سبب β بزرگ از جریان بیس Q_1 صرف‌نظر می‌شود و چون جریان مصرفی رگولاتور هم کم است، جریان خروجی رگولاتور 12 ولتی را با جریان ورودی آن برابر یک آمپر در نظر بگیرید.

رگولاتور 12 ولتی هر شکلی می‌تواند داشته باشد. از نوع ساده مانند شکل (۹ـ۵) و یا از انواع کامل فیدبک‌دار:

$$V_o = 12\,V$$

$$I_{R_2} = I_D = I_2\,(\text{رگولاتور}) = 1\,Amp$$

$$I_{E_2} = I_{C_2} = I_1$$

$$I_1(R_1) + V_{EB_1} = I_2(R_2) + V_D$$

$$I_1(0.5\Omega) \simeq 1\,Amp(2\Omega)$$

$$I_1 = 4\,A$$

$$I_{L_{max}} = I_{max}\,(\text{رگولاتور}) + I_{E_2(max)} = 5\,Amp$$

دیده می‌شود که جریان‌دهی یک آمپر مدار به 5 آمپر ارتقا پیدا کرده است. اندازه‌های قطعات در این مدار عبارت‌اند از:

$$P_{D_{max}}\,(\text{رگولاتور}) = (V_i - V_o)I_2 = [25 - V_D - 1\,Amp(2\Omega) - 12]1\,A = 10.4\,W$$

رگولاتور 12 ولتی باید به نحوی برحسب مشخصات آن برای $P_{D_{max}}$ خنک شود:

$$P_{D_{max}(Q_2)} = V_{CE_{max}} \cdot I_C = [25 - R_1(4\,Amp) - V_o]4\,Amp = 44\,W$$

ترانزیستور باید برای 44 وات خنک شود.

$$P_{(R_1)} = (R_1)(I_1)^2 = 0.5 \times 16 = 8\,W$$

$$P_{(R_2)} = R_2(I_2)^2 = 2(1)^2 = 2\,W$$

مقاومت انتخابی R_1 باید بیشتر از 8 واتی باشد.

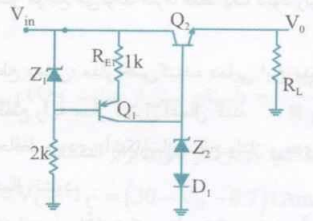
مقاومت انتخابی R_2 باید بیشتر از 2 واتی باشد.

توانایی جریان DC دیود باشد، بیشتر از 1 Amp باشد.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

با انتخاب درست اجزای این رگولاتور خروجی 12 ولت با حداکثر جریان 5 آمپر را تأمین می‌کند. درعمل لازم است یک مقاومت مثلاً $0.5\,k\Omega$ در خروجی قرار داده شود تا مدار در حالت بدون بار خاموش نشود و حداقل جریان 24 میلی‌آمپر از مدار بگذرد.

مثال ۶: در مدار شکل (۹ـ۹) حداکثر جریان قابل استفاده (I_L) را محاسبه کنید.



شکل ۹ـ۹

$$(\beta_1 \text{ (بزرگ)} \quad , \quad \beta_2 \simeq 50 \quad , \quad I_{zk} = 1\,mA \quad , \quad V_z = 5\,V)$$

$$V_{BE} = V_D = 0.7$$

$$V_{iN} \text{ (15 الی 20) ولت}$$

حل: به شکل (۹ـ۵) مراجعه کنید. به‌جای مقاومت R در شکل (۹ـ۵) منبع جریان Q_1 در شکل (۹ـ۹) وصل شده است. این ترکیب باعث می‌شود تغییرات ولتاژ ورودی V_{iN} در خروجی تأثیر کمی داشته باشد.

$$V_o = V_{z_2} + V_{D_1} - V_{BE_1} = 5\,V$$

$$I_{E_1} = I_{c_1} = \frac{V_{z_1} - V_{BE_1}}{R_{E_1}} \simeq 4.3\,mA$$

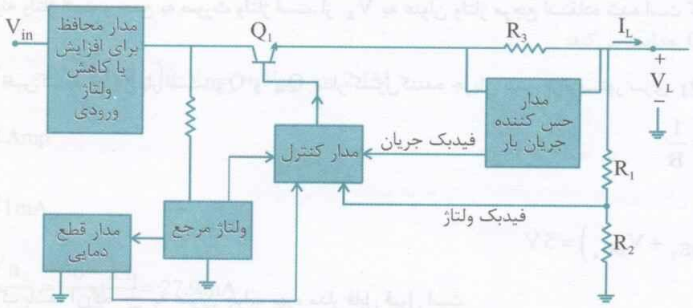
$$\frac{I_L}{1+\beta} + I_{z_{min}} = I_{c_1}$$

$$I_{L_{max}} \simeq 168\,mA$$

برای افزایش جریان بار می‌توان مقاومت R_{E_1} را کاهش داد.

۹ـ۲ تنظیم‌کننده ولتاژ با مدار فیدبک

در شکل (۹ـ۱۰) مدار کلی یک تنظیم‌کننده ولتاژ با فیدبک نشان داده شده است.



شکل ۹ـ۱۰ مدار کلی یک تنظیم‌کننده ولتاژ

Q_1 : ترانزیستور سری است که می‌تواند ترکیب‌های موازی و از انواع دارلینگتون‌ها باشد.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

R_3 : حس‌کننده جریان است، وقتی جریان بار از آن می‌گذرد، ولتاژ دو سر این مقاومت به مدار حس‌کننده جریان داده می‌شود تا بتواند فرمان لازم را به مدار کنترل اعمال کند.

R_1, R_2 : برای نمونه‌برداری از ولتاژ خروجی است تا به عنوان فیدبک ولتاژ به مدار کنترل اعمال شود.

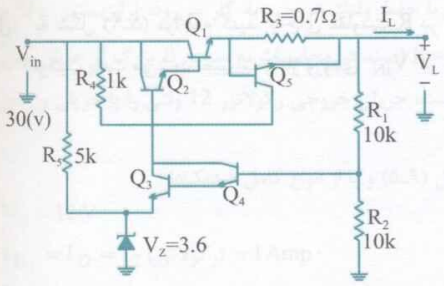
مدار ولتاژ مرجع می‌تواند صرفاً فقط یک دیود زنر یا از ولتاژهای مرجع با ضریب دمایی کم باشد که به صورت مدار مجتمع وجود دارند.

مدار قطع دمایی: مدار حس‌کننده دمایی این مدار با ترانزیستور Q_1 باید پیوند دمایی خوبی داشته باشد تا بتواند در موقع لزوم فرمان قطع را به مدار کنترل اعمال کند.

مدار محافظ ورودی: آشکارساز سطح ولتاژ ورودی است تا در صورت خارج بودن ولتاژ V_{iN} از حدود مجاز تعیین‌شده، V_{iN} به Q_1 اعمال نشود.

مدار کنترل: معمولاً از ترکیب‌های ترانزیستور و آپامپ است که برحسب ساختار می‌تواند ساده و یا پیچیده باشد. در مثال‌های زیر به تعدادی از ساختارها برای روشن شدن جوانب رگولاتورها پرداخته می‌شود.

مثال ۷: در مدار شکل (۹-۱۱) ولتاژ خروجی و حداکثر جریان بار با خروجی تنظیم‌شده و جریان اتصال کوتاه بار $(V_L = 0)$ و توان تلفاتی ترانزیستور Q_1 را به دست آورید.



شکل ۹-۱۱

فرض:

$$\left(V_{BE} = 0.7 \quad , \quad \beta_1 = 20 \quad , \quad \beta_2 = 50 \quad , \quad \beta_3 = \beta_4 = 100\right)$$
$$\left(\beta_5 = 400\right)$$

حل: فیدبک نمونه ولتاژ است و جمع به صورت ولتاژ است. از V_z به عنوان ولتاژ مرجع استفاده شده است که خروجی تابع این ولتاژ است.

R_3 و Q_5 مدار حس‌کننده جریان بار است. Q_3 و Q_4 مدار کنترل‌کننده جریان بیس ترانزیستور سری Q_1, Q_2 هستند.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{AB}{1+AB} = \frac{1}{B}$$

در این مدار داریم:

$$V_i = \left(V_Z + V_{BE_3} + V_{BE_4}\right) = 5\,V$$

اگر AB خیلی بزرگ باشد، آن‌گاه $\frac{1}{B}$ به عنوان جواب بهره مدار قابل قبول است.

$$V_o = V_i\left(\frac{1}{B}\right) = \frac{V_i}{R_2}\left(R_1 + R_2\right) = 10\,V$$

حداکثر جریان امیتر Q_1 تا آنجاست که افت ولتاژ دو سر (R_3)، Q_5 را هنوز روشن نکرده باشد. البته این موضوع به صورت ایده‌آل قابل تصور است؛ زیرا ترانزیستور Q_5 می‌تواند با ولتاژ $V_{BE} = 0.6$ ولت هم هدایت نسبتاً مناسبی داشته باشد. در محاسبات فرض بر این است که Q_5 هنگامی روشن می‌شود که حاصل‌ضرب جریان در مقاومت R_3 به $V_{BE} = 0.7$ ولت برسد.

بنابراین:

$$I_{C_1(max)}\ (\text{آستانه پیش از هدایت } Q_5) = \frac{V_{BE_5}}{R_3} = \frac{0.7}{0.7} = 1\,Amp$$

حداکثر توان تلفاتی ترانزیستور Q_1 در حالت خروجی تنظیم‌شده 10 ولتی و حداکثر جریان بار تقریباً برابر است با:

$$P_{DQ_1} = V_{CE} \cdot I_C = (30 - V_0 - 0.7)1\,Amp = 19.3\,W$$

اکنون فرض کنید که جریان بار در حداکثر مقدار رگوله‌شده مصرف می‌شود.

در این صورت:

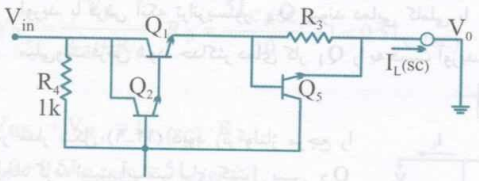
$$V_{B_2} = V_o + 0.7 + V_{BE_1} + V_{BE_2} \simeq 12.1\,V$$

$$I_{(R_4)} = \frac{30 - V_{B_2}}{R_4} = 17.9\,mA$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{C_{max}}}{\beta_1 \cdot \beta_2} = \frac{1\,Amp}{1000} = 1\,mA$$

$$I_{C_3} = I_{R_4} - I_{B_2} \simeq 16.9\,mA$$

با تغییر دایمی جریان بار، جریان کلکتور Q_3 تغییر می‌کند و هدایت Q_1 را تغییر می‌دهد و ولتاژ خروجی ثابت می‌ماند. اکنون تصور کنید که به دلیلی خروجی اتصال کوتاه شود؛ یعنی $V_o = 0$ شود. پس حلقه فیدبک قطع می‌شود و مدار مانند شکل (۹ـ۱۲) عمل خواهد کرد.



شکل ۹ـ۱۲

در این حالت Q_5 هدایت می‌کند:

$$V_o = 0 \Rightarrow V_{B_2} = V_o + I(R_3) + V_{BE_1} + V_{BE_2} = 2.1\,V$$

$$I_{C_1} = \frac{V_{BE_5}}{R_3} = 1\,Amp$$

$$I_{B_2} = \frac{1\,Amp}{\beta_1 \cdot \beta_2} \simeq 1\,mA$$

$$I_{(R_4)} = \frac{V_{iN} - V_{B_2}}{R_4} = \frac{30 - 2.1}{1k} = 27.9\,mA$$

$$I_{C_5} \simeq 27.9\,mA - I_{B_2} \simeq 26.9\,mA$$

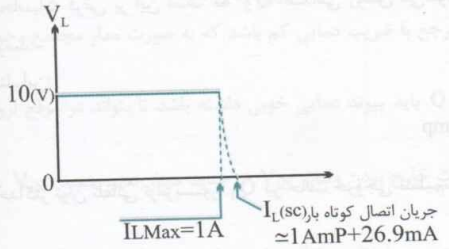
$$I_L\ (\text{اتصال کوتاه}) = I_{(SC)} = I_{C_1} + I_{C_5} \simeq 1\,Amp + 26.9\,mA$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

توان تلفاتی Q_1 در حالت اتصال کوتاه خروجی برابر است با:

$$P_{DQ_1(SC)} = V_{CE} \cdot I_C = (30-0-0.7)1\,Amp \simeq 29.3\,W$$

توان تلفاتی Q_1 در حالت حداکثر جریان بار با خروجی تنظیم‌شده تقریباً 19.3 وات و در حالت اتصال کوتاه برابر با 29.3 وات است. در این صورت ترانزیستور Q_1 باید برای حالت حداکثر توان تلفاتی ممکن به وسیله رادیاتور یا مخلوط رادیاتور و جریان هوای اجباری (پنکه) خنک بشود. درحالی‌که در حالت کار معمولی به چنین حجمی از خنک‌کننده نیاز نیست. ترانزیستور Q_5 در حالت اتصال کوتاه خروجی در حالت فعال است؛ زیرا $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ است.



شکل ۹ـ۱۳ منحنی تغییرات V_L برحسب I_L در یک مدار محافظ جریان ساده

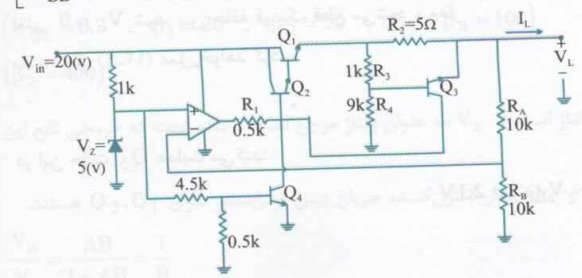
در شکل (۹ـ۱۳) منحنی جریان بار و ولتاژ بار ترسیم شده است:

در شکل (۹ـ۱۳) دیده می‌شود که ولتاژ خروجی تا حوالی $\frac{V_{BE_5}}{R_3} = I_{L_{max}}$ ثابت است و در حالت $V_o = 0$ یعنی اتصال کوتاه خروجی، جریان بار اندکی بیشتر شده است که آن هم به سبب هدایت Q_5 است.

مثال ۸: در مدار شکل (۹ـ۱۴) حداکثر جریان بار در حالت خروجی تنظیم‌شده و حداکثر توان تلفاتی Q_1 در حداکثر جریان بار با خروجی تنظیم‌شده و جریان بار در حالت اتصال کوتاه خروجی و توان تلفاتی Q_1 در حالت اتصال کوتاه خروجی را به دست آورید. با فرض آنکه ترانزیستور Q_4 پیوند دمایی کاملی با Q_1 داشته باشد و V_{BE_4} در دمای صفر درجه برابر با 600 میلی‌ولت فرض شود، حداکثر دمای کار Q_1 را به دست آورید.

$$\left[V_{BE} = 0.6 \quad , \quad \beta_1 \cdot \beta_2 = 1000 \quad , \quad \beta_4, \beta_3 \text{ (بزرگ)} \right]$$

در مدار شکل (۹ـ۱۴) دیود زنر ولتاژ مرجع را ایجاد کرده است. آپامپ برای کنترل بیس Q_2 و Q_1 است. مدار Q_3 محدودکننده جریان از نوع تاخورده (fold- back) است و Q_4 به عنوان محافظ دمایی به مدار اضافه شده است.



شکل ۹ـ۱۴ تنظیم‌کننده ولتاژ با مدار محافظ جریان از نوع fold - back و محافظ دمایی Q_4

حل: اگر AB را در این مدار فیدبک ولتاژ ـ سری خیلی بزرگ فرض کنید، آن‌گاه:

$$V_o = (V_z)\frac{R_A + R_B}{R_B} = (V_z)\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) = 10\,V$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

برای محاسبه حداکثر جریانی که هنوز Q_3 روشن نشده و مدار فیدبک کار می‌کند و خروجی به 10 ولت تنظیم شده است، داریم:

$$V_{E_1} = V_o + I_L(R_2) = 10 + 5I_L$$

$$V_{R_3} = \frac{V_{E_1}}{R_3 + R_4} \cdot R_3 = 1 + 0.5I_L$$

$$V_{BE_3} + V_{R_3} = I_L(R_2)$$

وقتی $V_{BE_3} = 0.6$ شود Q_3 روشن می‌شود و مدار محدودکننده جریان به کار می‌افتد. در لحظات پیش از هدایت Q_3، جریان بار را $I_{L_{max}}$ نام‌گذاری کنید.

$$0.6 + 1 + 0.5I_{L(max)} = I_{L(max)}(5\Omega)$$

$$I_{L_{max}} \simeq 355\,mA$$

در حداکثر جریان بار و خروجی تنظیم‌شده توان تلفاتی Q_1 برابر است با:

$$P_{DQ_1}\ (\text{خروجی تنظیم‌شده با جریان حداکثر}) = V_{CE} \cdot I_C = (20 - 10 - R_2(0.355))0.355 = 2.9\,W$$

حال فرض کنید خروجی اتصال کوتاه شود، در این حالت $V_{(-)}$ آپامپ صفر ولت می‌شود و آپامپ به اشباع مثبت می‌رود. اگر ولتاژ اشباع 2 ولت کمتر از ولتاژ تغذیه در نظر گرفته شود، ولتاژ خروجی آپامپ برابر با 18 ولت خواهد شد.

برای به دست آوردن جریان کلکتور Q_1 در حالت اتصال کوتاه خروجی یعنی $V_o = 0$ داریم:

$$V_{E_1} = V_o + I_{C_1(R_3)} = 0 + 5I_{C_1}$$

$$V_{R_3} = \frac{V_{E_1}}{R_3 + R_4} \cdot R_3 = \frac{5I_{C_1(SC)}}{10} \times 1 = 0.5I_{C_1(SC)}$$

$I_{c_1(SC)}$ جریان کلکتور Q_1 در حالت اتصال کوتاه خروجی است:

$$V_{BE_3} + V_{R_3} = I_{C_1(SC)} \cdot R_2$$

$$0.6 + 0.5I_{C_1(SC)} = 5I_{C(SC)}$$

$$I_{C_1(SC)} = 133\,mA$$

توان تلفاتی Q_1 در حالت اتصال کوتاه خروجی عبارت است از:

$$P_{DQ_1}\ (\text{اتصال کوتاه خروجی}) = V_{CE} \cdot I_{C_1} = (20 - 0 - 5(0.133))(0.133) = 2.57\,W$$

اکنون توان تلفاتی در حالت اتصال کوتاه خروجی و حالت جریان ماکزیمم مدار با خروجی تنظیم شده را مقایسه کنید. دیده می‌شود که در حالت اتصال کوتاه خروجی ترانزیستور خنک‌تر است؛ بنابراین ترانزیستور باید برای حالت حداکثر جریان بار و خروجی تنظیم‌شده به رادیاتور مناسب مجهز شود.

جریان بار در حالت اتصال کوتاه خروجی برابر است با:

$$I_{L(SC)} = I_{C_1(SC)} + I_{C_3}$$

$$I_{B_2}\ (\text{اتصال کوتاه خروجی}) = \frac{133\,mA}{\beta_1 \cdot \beta_2} = 0.133\,mA$$

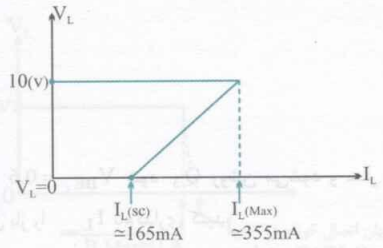
$$V_{B_2}\ (\text{اتصال کوتاه خروجی}) = R_2(0.133\,A) + V_{BE_1} + V_{BE_2} \simeq 1.86\,V$$

$$I_{(R_4)} = \frac{\text{ولتاژ خروجی آپامپ} - V_{B_2}}{R_4} = \frac{18 - 1.86}{0.5k} \simeq 32\,mA$$

$I_{C_3} = 32\,mA - I_{B_2} \simeq 32\,mA$

$I_{L(SC)} \simeq 133\,mA + 32\,mA \simeq 165\,mA$ (جریان بار اتصال کوتاه خروجی)

در شکل (۹ـ۱۵) منحنی ولتاژ ـ جریان تنظیم‌کننده با محدودکننده جریان نوع تاخورده (fold- back) نشان داده شده است.



شکل ۹ـ۱۵ تغییرات $(I_L - V_L)$ در تنظیم‌کننده ولتاژ با مدار محدودکننده جریان fold-back

غالباً در ورودی مدار از یک اندوکتانس سری استفاده می‌شود تا شروع نرم (soft-start) ایجاد شود، زیرا در لحظه وصل تغذیه چون مصرف‌کننده‌ها حالت خازنی هم دارند و ولتاژ اولیه خازن صفر است، خروجی در این لحظه اتصال کوتاه است و با وجود سلف وصل‌شده، جریان به‌تدریج زیاد می‌شود تا آنکه $V_o = 10$ ولت بشود و مدار فیدبک عمل کنترل را انجام بدهد.

لازم به ذکر است که با وجود فیدبک ایجادشده با بهره تقریبی $A_V \simeq 1 + \frac{R_A}{R_B} = 2$ مدار باید جبران‌سازی فرکانسی مناسبی داشته باشد. در این موارد از آپامپ‌هایی که رفتار یک قطبی دارند استفاده می‌شود تا مدار دچار ناپایداری نشود. استفاده از جبران‌سازهای قوی موجب می‌شود تغییرات جریان بار، به سرعت سبب تثبیت ولتاژ بار در سطح مورد نظر نشود و تغییرات جریان بار، تغییرات مختصری در ولتاژ بار را ایجاد کند. بحث جبران‌سازی در درس‌های پاسخ فرکانسی که مربوط به الکترونیک ۳ است مورد توجه قرار می‌گیرد.

اکنون عملکرد ترانزیستور Q_4 را در نظر بگیرید. ولتاژ بیس Q_4 عبارت است از:

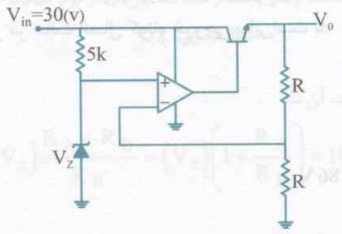
$$V_{B_4} = \frac{V_Z}{4.5 + 0.5} 0.5 = 0.5 = 500\,mV$$

در دمای صفر درجه که ولتاژ آستانه ترانزیستور 600 میلی‌ولت فرض شده است، ترانزیستور خاموش است. با فرض $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -\frac{2\,mV}{0°C}$، افزایش دما سبب کاهش V_{BE} می‌شود، هنگامی که V_{BE_4} به ولتاژ بایاس آن (500 mV) برسد Q_4 روشن می‌شود و جریان بیس Q_2 را فرومی‌کشد؛ بنابراین خروجی قطع می‌شود و ترانزیستور Q_1 که Q_4 بر روی آن وصل شده است، خنک می‌شود.

$$500\,mV = 6000\,mV - 2\,mV(T_2 - 0)$$

$$T_2 = 50°C$$

مثال ۹: در مدار شکل (۹ـ۱۶) V_Z در دمای 25 درجه برابر با 10 ولت است. $\left(\frac{\Delta V_Z}{\Delta T} = \frac{5\,mV}{0°C}\right)$، ولتاژ خروجی در دمای 125 درجه چقدر است؟



شکل ۹ـ۱۶

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

حل:

$$T = 25^\circ \Rightarrow (V_z) = V_{(+)} \Rightarrow V_o = 10\left(1+\frac{R}{R}\right) = 20\,V$$

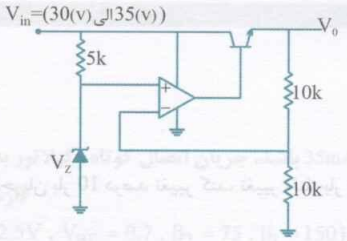
$$T = 125^\circ \Rightarrow (V_z) = 10 + \frac{5\,mV}{0^\circ C}(125-25) = 10.5\,V$$

$$V_o = 10.5\left(1+\frac{R}{R}\right) = 21\,V$$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta T} = \frac{21-20}{125-25} = \frac{1\,V}{100^\circ C} = \frac{10\,mV}{0^\circ C}$$

ش

مثال ۱۰: در مدار شکل (۹ـ۱۷) $V_{z_0} = 5$ ولت و $R_z = 10\Omega$ است، $\left(\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{iN}}\right)$ را به دست آورید.



شکل ۹ـ۱۷

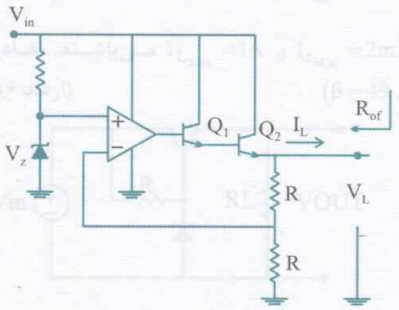
حل:

$$V_{iN} = 30 \quad \left| \begin{array}{l} V_{(+)} = V_z + \frac{30-V_z}{5k+R_z}\cdot R_z \\ V_{(+)} = 5.05 \Rightarrow V_o = 10.1\,V \end{array} \right.$$

$$V_{iN} = 35 \quad \left| \begin{array}{l} V_{(+)} = V_z + \frac{35-V_z}{5k+R_z} R_z = 5.06\,V \\ V_o = 10.12\,V \end{array} \right.$$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{iN}}\% = \frac{10.12-10.1}{35-30}\times 100 = 0.4\%$$

مثال ۱۱: در مدار شکل (۹ـ۱۸) جریان بار $I_L = 100\,mA$ است. رگولاسیون بار $\left(\frac{\Delta V_L}{\Delta I_L}\right)$ را به دست آورید. برای آپامپ $\left(R_o = 10\Omega\ ,\ A_V = 2\times 10^5\right)$ و β ترانزیستورها را برابر فرض کنید. $\beta_1 = \beta_2 = 50$



شکل ۹ـ۱۸

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

$$\frac{\Delta V_L}{\Delta I_L} = -R_{of}$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1+AB}$$

$$A \simeq 2\times10^5$$

$$B = \frac{R}{R+R} = \frac{1}{2}$$

$$AB \simeq 10^5$$

$$R_o\ (\text{حلقه باز}) = 2r_{e_2} + \frac{R_o(OP/AmP)}{(1+\beta)^2} = 0.5\Omega + \frac{10}{2500} \simeq 0.5\Omega \simeq 2r_{e_2}$$

$$R_{of} \simeq \frac{2r_{e_2}}{1+10^5} \simeq \frac{0.5}{10^5} = 5\times10^{-6}\,\Omega$$

$$\frac{\Delta V_L}{\Delta I_L} \simeq -5\mu\Omega = -\frac{5\mu V}{Amp}$$

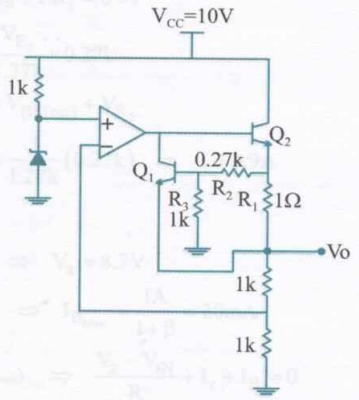
مثلاً اگر جریان بار 10 درصد تغییر کند، تغییر ولتاژ بار عبارت است از:

$$\Delta V_L = 10\,mA\left(\frac{-5\mu V}{Amp}\right) = 10\times10^{-3}\,Amp\frac{(-5\mu V)}{Amp} = -50\,nV$$

مجموعه تست‌های آزمون سراسری

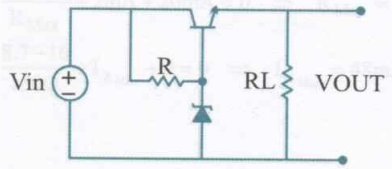
۱. در رگولاتور داده‌شده، اگر حداکثر جریان خروجی op-amp برابر 35mA باشد، جریان اتصال کوتاه رگولاتور به کدام گزینه نزدیک‌تر است؟ (ارشد ۸۴)

$(V_z = 2.5V\ ,\ V_{BE} = 0.7\ ,\ \beta_2 = 75\ ,\ \beta_1 = 150)$



۱) 2.24 A
۲) 0.9 A
۳) 0.7 A
۴) 0.5 A

۲. در رگولاتور شکل زیر $V_{OUT} = 8V$ و $12V \le V_{in} \le 16V$ و $I_{Z_{Min}} = 2mA$ و $I_{L_{Max}} = 1A$ می‌باشند. مقادیر R_{Max} و $I_{Z_{Max}}$ به کدام گزینه نزدیک‌تر است؟ $(\beta = 49\ ,\ V_{BE} = 0.7V)$ (ارشد ۸۶)



۱) $R \le 150\Omega\ ,\ I_{Z_{Max}} = 48mA$
۲) $R \le 86\Omega\ ,\ I_{Z_{Max}} = 80mA$
۳) $R \le 2k\Omega\ ,\ I_{Z_{Max}} = 12mA$
۴) $R \le 1k\Omega\ ,\ I_{Z_{Max}} = 22mA$

پاسخنامه

۱. گزینه ۲ درست است.

ترانزیستور Q_1 به صورت محدودکننده جریان fold – back وصل شده است.

$$V_0 = 0 \text{ (اتصال کوتاه)} \Rightarrow I_L = I_{sc} = I$$

$$V_{E_2} = V_0 + I.R_1 = 0 + I$$

$$V_{R_2} = \frac{V_{E_2}}{1.27k} \times 0.27k$$

$$I(R_1) = V_{BE(on)} + V_{R_2}$$

$$I = 0.7 + \frac{I}{1.27k}(0.27k) \Rightarrow I = 0.9A$$

۲. گزینه ۱ درست است.

$$V_0 = 8 \Rightarrow V_z = 8.7V$$

$$I_L = 1A \Rightarrow I_{B_{Max}} = \frac{1A}{1+\beta} = 20mA$$

$$\text{KCL (بیس)} \Rightarrow \frac{V_z - V_{iN}}{R} + I_z + I_B = 0$$

این KCL یک‌بار برای $I_{B_{Max}}$ و $V_{iN_{Min}}$ حل شود تا R_{Max} به دست آید و بار دیگر برای $I_B = 0$ و با R محاسبه شده و $V_{iN_{Max}}$ حل شود تا $I_{z_{Max}}$ به دست آید.

$$\frac{8.7-12}{R_{Max}} + 2mA + 20mA = 0 \Rightarrow R_{Max} = 150\Omega$$

$$\frac{8.7-16}{150\Omega} + I_{z_{Max}} + 0 = 0 \Rightarrow I_{z_{Max}} = 48mA$$