Subject:

Year. Month. Date. ( )

مدارهای الکترونیکی

"گرشیری"

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر
کلیه حقوق محفوظ است

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر
کلیه حقوق محفوظ است

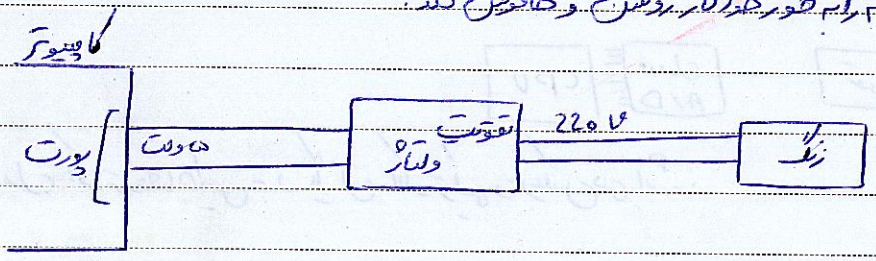
Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدارهای الکترونیکی

آشنایی با قطعات:

دیود، ترانزیستور، OP Amp

مسئله: برنامه‌ای بنویسید که یک ناظم مدرسه را کمک کند تا در ساعت معینی که توسط ناظم تنظیم می‌شود زنگ مدرسه را به طور خودکار روشن و خاموش کند.



سیگنال: اطلاعاتی که در طبیعت وجود دارد.

سیگنال صوت، گرما، ...

- قلب: سیگنال شیمیایی یا الکتروشیمیایی
- دوربین دیجیتال: تبدیل نوری به الکتریکی

signal → transducer (مبدل) → Electric signal

مثال: میکروفون: صوت را دریافت می‌کند.

صوت → مبدل → بلندگو → سیگنال الکتریکی → مبدل سیگنال → صوت

سیگنال‌هایی که مبدل‌ها تولید می‌کنند بسیار ضعیف هستند پس اگر بلندگو را به میکروفن وصل کنیم هیچ صدایی نمی‌شنویم پس از تقویت کننده استفاده می‌کنیم

- موبایل:

صوت → مبدل → سیگنال الکتریکی → تقویت → فیلتر → مبدل آنالوگ به دیجیتال (A/D)

سیگنال زاد ساخته می‌شود.

→ [ ] ← ۸ بیت

CPU برنامه | D/A → تقویت → آنتن

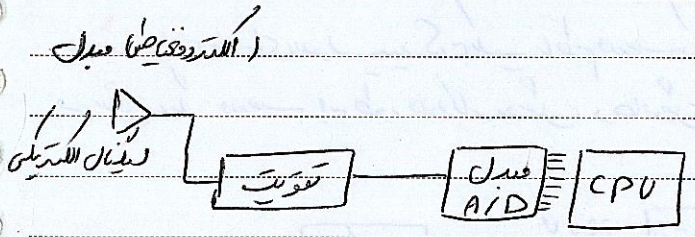
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مزیت دیجیتال بر آنالوگ:

سیگنال به داده تبدیل شده و هرکاری بر روی آن امکان پذیر است (اده) اما در آنالوگ به مدار الکترونیکی نیاز داریم.

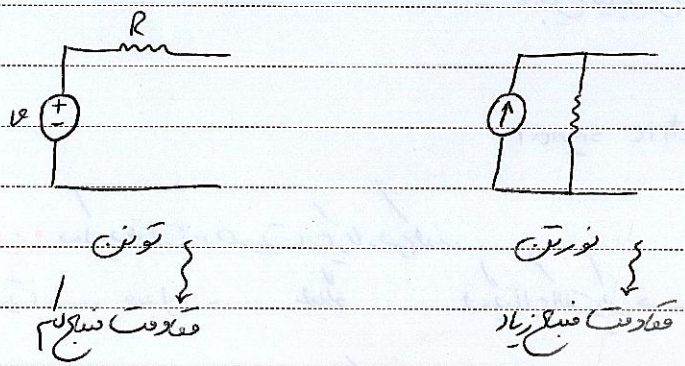
موبایل طرف مقابل:



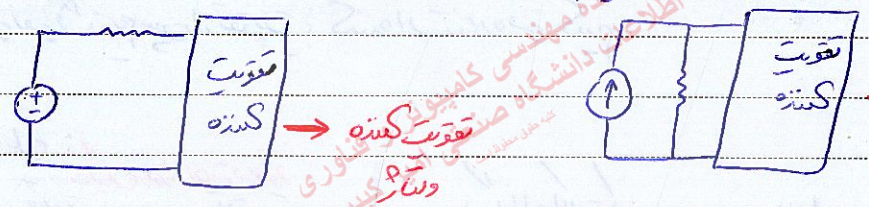
آنتن مبدل الکترومغناطیسی به سیگنال الکتریکی و برعکس می باشد.

تقویت کننده:

به آن المان دیود یا ترانزیستور یا opAmp می گویند. در واقع سیگنالی را که توسط مبدل تولید می شود به یکی از دو حالت زیر می توان نشان داد.



اگر مقاومت منبع زیاد باشد و از تونن استفاده کنیم سیگنال ضعیف می شود.



دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی شاهرود

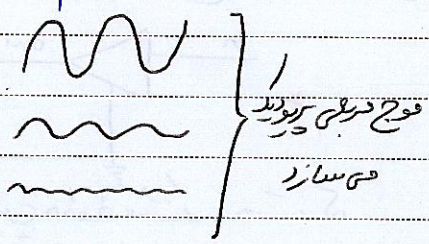
یک سیگنال متناوب را می توان با استفاده از سری فوریه نشان داد.

$$V(t) = \frac{4V}{\pi}\left(\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \dots\right)$$

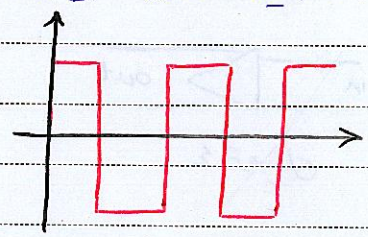
Subject:
Year. Month. Date. ( )

برای تبدیل سیگنال سینوسی به موج مربعی از سری فوریه استفاده می‌کنیم

هر چقدر جمله های بیشتری را انتخاب کنیم دقیق‌تر می‌شود



موج مربعی پریودیک می‌سازد

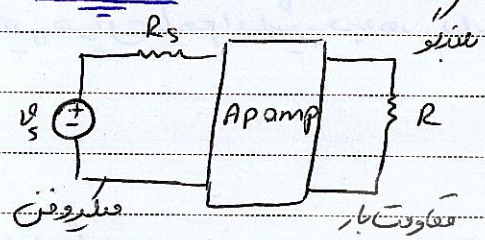


- اگر سیگنال پریودیک باشد با سری فوریه و اگر غیر پریودیک باشد با تبدیل فوریه نشان داده می‌شود.

نکته: اگر سیگنال متناوب نباشد دارای بی‌نهایت فرکانس است اما این فرکانس ها طیفی دارند و می‌توان سیگنال را با جمع کردن بی‌نهایت سیگنال سینوسی بسازیم.
پایه‌ی این مبحث ریاضی این است که در زمان طراحی مدار کافی است رفتار را نسبت به سیگنال sin بشناسیم چون هر سیگنال را به صورت sin می‌توان نوشت. (توسط تبدیل یا سری فوریه)

تقویت کننده ها از سه المان تشکیل می‌شوند: ۱- دیود ۲- mosfet ۳- Bjt

تذکر: میکروفن از خازن تشکیل شده که دو سر آن با توجه به صدا فاصله‌ی آن کم و زیاد می‌شود که ولتاژی را القا می‌کند پس می‌توان آن را به صورت معادل تونن نوشت. به بلندگو در اصطلاح مقاومت بار می‌گویند



تقویت کننده:

۱- مقدار تقویت: تقویت کننده مقدار ولتاژ را چند برابر می‌کند و اگر ایده‌آل باشد رابطه خطی تشکیل می‌شود. در واقع شکل موج سیگنال خروجی با سیگنال ورودی یکسان است با این تفاوت که در یک ضریب ضرب می‌شود. (دامنه‌ها یکسان اند فقط دامنه تغییر می‌کند)

$$v_o = \underset{\text{بهره}}{A} \times v_I$$

v_o ← سیگنال خروجی

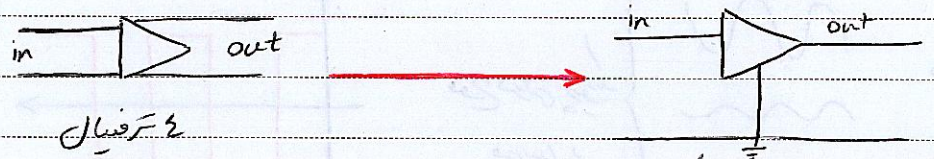
A ← مقدار تقویت

v_I ← سیگنال ورودی

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تقویت کننده سیگنال ورودی را بدون هیچ اعوجاجی تقویت می‌کند.

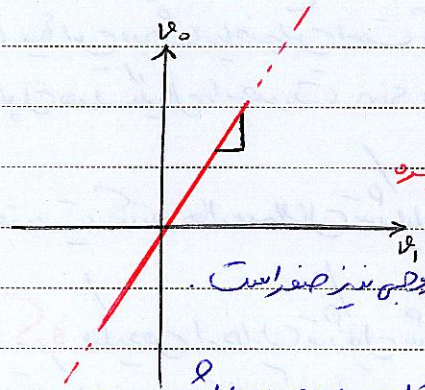


۴ ترمینال

ورودی و خروجی در یکی از این خطوط مشترک هستند که آن خط زمین است (خط منفی)

یعنی ورودی و خروجی نسبت به زمین اندازه‌گیری می‌شوند و در این تقویت کننده‌ها چون در یک خط مشترک هستند ۳ ترمینال برای آن در نظر می‌گیریم.

بهره ولتاژ (voltage gain)



بهره $A = \frac{v_o}{v_I}$ = شیب نمودار

ایده‌آل ⇐ خط مستقیم ⇐ از مبدأ رد شده ⇐ اگر ورودی صفر خروجی نیز صفر است.

بهره توان:

تقویت کننده لزوماً ولتاژ را افزایش نمی‌دهد بلکه در بعضی موارد توان (وات) افزایش می‌یابد یعنی جریان را هم افزایش می‌دهد. در این جا بهره توان را حساب می‌کنیم

$$\text{powergain} = \frac{v_o\, i_o}{v_I\, i_I}$$

مثلاً در میکروفن mA و mV تولید می‌شود اما ما می‌خواهیم در حد V و A تولید کنیم برای جریان داریم:

$$\text{current gain}(A_i) = \frac{i_o}{i_v}$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

نکته: معمولاً gain را برحسب dB (دسی بل) تعریف می‌کنیم.

$(dB)\ A_v = 20\log|A_v|\ (dB)$

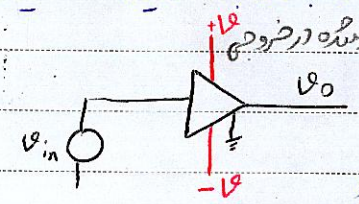
$(dB)\ A_i = 20\log|A_i|\ (dB)$

$(dB)\ A_p = 10\log|A_p|\ (dB)$

gain > 0 dB ⟹ |A| > 1

gain < 0 dB ⟹ |A| < 1

دیدیم که تقویت کننده می‌تواند توان بیشتری از توان سیگنال ورودی را به خروجی تحویل دهد. این کمبود از طریق منبع تغذیه ایجاد می‌شود. ← طبق اصل بقای انرژی، توان اضافه شده در خروجی از طریق منبع تغذیه در سر تقویت کننده ایجاد می‌شود.



توانی که توسط منبع تغذیه تأمین می‌شود dc است چون متغیر نیست و ثابت است.

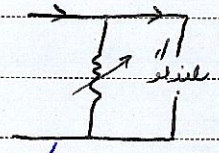
$P_{dc} = V_1 I_1 + V_2 I_2$

منبع تغذیه

$P_{dc} + P_I = P_L + P_{تلف شده}$

منبع تغذیه — مکروفن — توان بار

می‌خواهیم صدای رادیو را کم کنیم پس جریان وارد شده به P_L یعنی i_L کم می‌شود پس یک مقاومت در سر راه آن قرار می‌دهیم پس P_L کم شده و در نتیجه P تلف شده زیاد می‌شود.

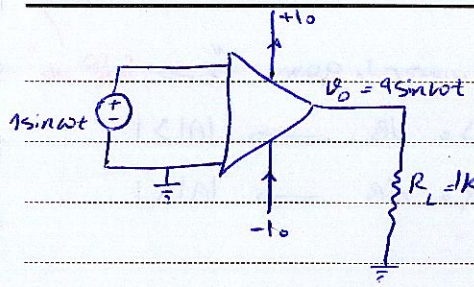


از P_I به دلیل کوچک بودن صرف نظر می‌کنیم: $\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times 100$: بازده

مثال: تقویت کننده‌ای را در نظر بگیرید که به یک منبع تغذیه +10 و -10 متصل است. یک منبع سیگنال ولتاژ سینوسی با دامنه 1V را گرفته و در خروجی سیگنالی با دامنه 9V در بار 1KΩ ایجاد می‌کند. تقویت کننده جریان 900mA از هر یک از دو منبع ولتاژ می‌کشد. مقدار یک جریان ورودی تقویت کننده 1mA است. مقدار بهره ولتاژ، بهره جریان، بهره توان، توانی که از منبع dc کشیده می‌شود، توان تلف شده در تقویت کننده و بازده را بدست آورید.

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی شریف

Subject:
Year. Month. Date. ( )



$$A_v = \frac{9}{1} = 9 = 20\log 9 \quad dB$$

$$I_o = \frac{9v}{1k\Omega} = 9\,mA$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = 90$$

$$P_L = V_o I_o = \frac{9}{\sqrt{2}} \times \frac{9}{\sqrt{2}} = 40.5\ mW$$

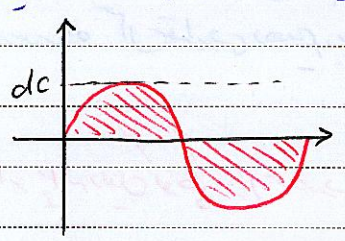
$$P_I = V_i I_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.05$$

$$A_p = \frac{P_L}{P_I} = \frac{40.5}{0.05} = 810\ \%$$

$$P_{dc} = 10 \times 9.5 + 10 \times 9.5 = 190\ mW$$

$$P_{\text{تلف شده}} = P_{dc} + P_I - P_L = 149.7\ mW \qquad \eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times 100 = 21.3\%$$

نکته: در سیگنال سینوسی و تمام موج جریان در حال تغییر است پس باید مقدار موثر را بدست آورد یعنی $\frac{V_p}{\sqrt{2}}$ و جریان هم چون sin ی است $\frac{I_p}{\sqrt{2}}$ می شود.



$$\text{مقدار موثر} = \frac{\text{مساحت sin}}{\text{مساحت dc}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

نکته: در اینجا برای بدست آوردن بهره فرض کردیم اختلاف فاز وجود ندارد.

انواع تقویت کننده:

$A = 100$

$1mV \longrightarrow 100mV$ ✓

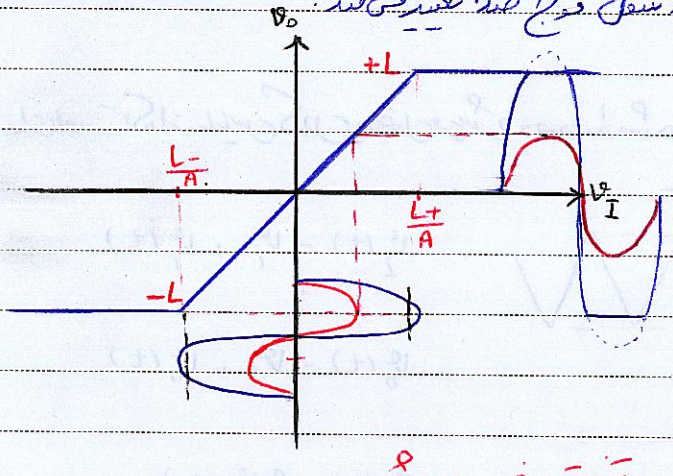
$2mV \longrightarrow 200mV$ ✓

$1V \longrightarrow 100V$ ✗ ⟹ اشباع شده ⟹ طبق بقای انرژی

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

اگر به منبع تغذیه ۱۰ ولت وصل کرده باشیم حداکثر ولتاژی که می‌دهد ۱۰ است.
در شکل زیر ورودی را از حدی بیشتر کردیم در نتیجه از حد اشباع گذشت خروجی به صورت سینوسی نیست یعنی شکل موج خروجی دیگر همانند قبل sin نیست که به این پدیده اعواج می‌گویند.
از لحاظ ریاضی این موج sin نیست اما پریودیک است پس می‌توان سری فوریه آن را نوشت.
اگر کسی بیشتر باشد فریاد می‌زد شکل موج صدا تغییر می‌کند.

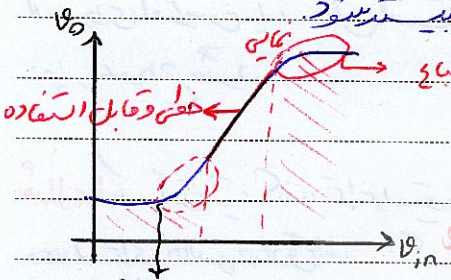


$$\frac{L_-}{A_v} \leq v_I \leq \frac{L_+}{A_v}$$

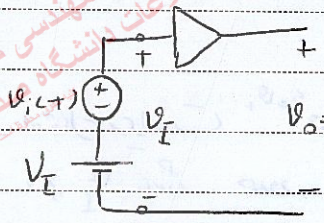
اگر رابطه v_o و v_i خطی نباشد چه اتفاقی رخ می‌دهد؟
اعوجاج ایجاد می‌شود و سیگنال متفاوتی در خروجی دریافت می‌شود. در واقع رابطه غیرخطی نوع سیگنال را عوض می‌کند.

$$v_o = k v_i^2 + p v_i$$

مشخصه تبدیل تقویت کننده واقعی غیرایده‌آل:
زمانی که یک تقویت کننده از نوع خطی نباشد با محدود کردن بازه قسمتی از رابطه را در نظر می‌گیریم که تمایل به خطی دارد ولی این کار باعث می‌شود محدودیت تقویت کننده بیشتر شود.



۱- اشباع منفی
۲- خیلی قوی‌ایم و هنوز تقویت کننده کار نمی‌کند.



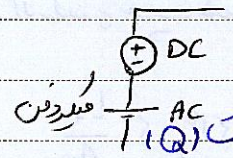
$$v_o = V_o + v_o(t)$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

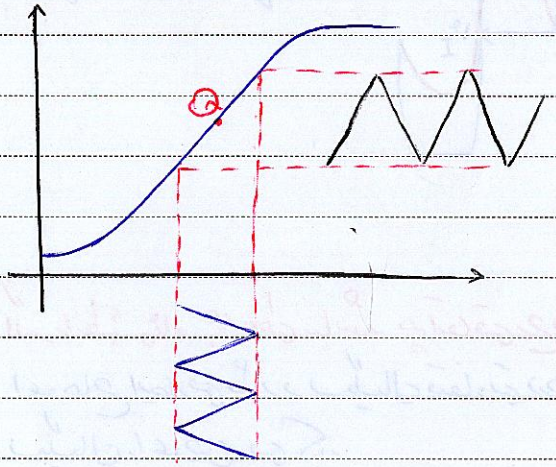
Subject:
Year. Month. Date. ( )

برای قرار گرفتن ولتاژ ورودی در محدوده خطی از روش بایاس کردن استفاده می‌کنیم یعنی با دادن مقدار اولیه نقطه کار را ایجاد می‌کنیم. برای اینکار منبع ولتاژ ثابت را با آن سری می‌کنیم.

مثال: اگر در مدار دقت صحبت نکنیم ولتاژ آن صفر ولی ولتاژ باتری وجود دارد و زمانی که صحبت کنیم ولتاژ باتری با v_i جمع می‌شود.



نقطه کار: نقطه‌ای است که از بایاس کردن حاصل می‌شود و در وسط مشخصه انتقال است.



$$v_I(t) = V_i + v_i(t)$$

$$v_o(t) = V_o + v_o(t)$$

$$v_o(t) = A\, v_i(t)$$

$$A_v = \left.\frac{dv_o}{dv_I}\right|_Q$$

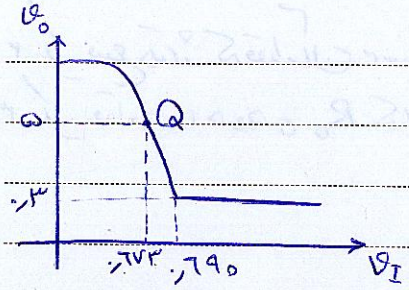
هر نقطه که در این خط باشد قابل قبول است چون خط است و شیب در هر نقطه برابر است.

اگر ورودی افزایش یابد ممکن است تا ناحیه کار تقویت کننده از ناحیه خطی آن خارج شده و سیگنال ورودی دچار اعوجاج شود.

مثال: یک تقویت کننده ترانزیستوری دارای مشخصه انتقال زیر است $v_o = 10 - 10\, e^{-11 e^{40 v_i}}$. این معادله برای حالتی صادق است که $v_o > 0.3$ و $v_I \geq 0$ باشد. حدود ۱+ و ۱- و مقادیر ورودی متناظر با آن را پیدا کنید. برای داشتن $v_o = 6$ مقدار بایاس dc ورودی چقدر باید باشد. مقدار بهره در این نقطه چقدر است.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )



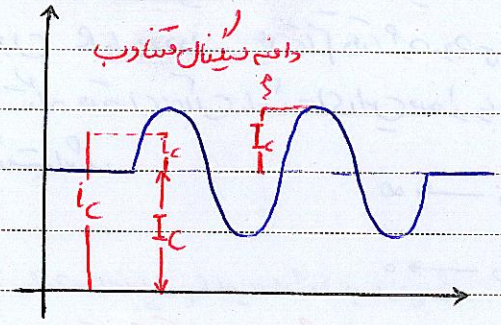
$L_- = ۰٫۳$ $\qquad$ $v_i = ۰٫۶۹۰$

$L_+ \xrightarrow{v_i = 0} L_+ = 10 - 10^{-11} \simeq 10\,v \qquad v_i = 0$

$v_o = 5 \Rightarrow v_i = 0{,}673\,v$ مقدار بایاس

$$A = \frac{dv_o}{dv_I}\Big|_{v_I = 0{,}673} = \boxed{-200\ v/v}$$

علائم قراردادی:



i_C : مقدار کلی یک سیگنال لحظه‌ای

i_c : مقدار ac سیگنال

I_C : مقدار dc سیگنال

I_c : دامنه سیگنال متناوب

V_{DD} : مقدار ولتاژ منبع تغذیه

I_{DD} : جریانی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود.

انواع تقویت کننده‌ها:

یک تقویت کننده می‌تواند از یک تا ده‌ها ترانزیستور داشته باشد. با این وجود انواع مختلف تقویت کننده را می‌توان با مدل‌های ساده‌ای نشان داد بدون اینکه لازم باشد از پیچیدگی‌های داخلی تقویت کننده اطلاع داشته باشیم.

اطلاعیه دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری
دانشگاه صنعتی امیرکبیر

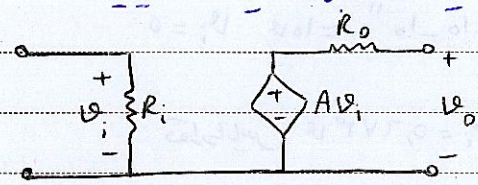
۱- تقویت کننده ولتاژ:

یک تقویت کننده ولتاژ با مدار شکل زیر مدل می‌شود که اجزای آن عبارتند از:

۱- ورودی تقویت کننده با یک مقاومت مدل می‌شود که نشان می‌دهد که تقویت کننده از منبع سیگنال، جریان خواهد کشید.

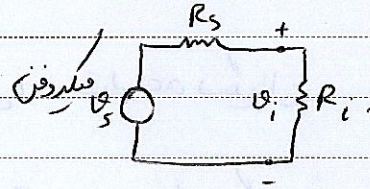
Subject:
Year. Month. Date. ( )

۲- یک منبع ولتاژ که مقدار آن به نسبت بهره A_{v_0} از روی مقدار ولتاژ ورودی تعیین می‌شود.
۳- یک مقاومت خروجی R_o که باعث می‌شود هنگام تغذیه بار خروجی تقویت کننده تغییر کند.



تقویت کننده ایده‌آل نیست و دارای مقاومت ورودی و خروجی است.

نکته: برای نزدیک شدن این تقویت کننده به یک تقویت کننده ایده‌آل باید R_o به صفر برسد تا با وصل کردن R بار به دو سر v_o تمام ولتاژ خروجی به دستگاه برسد. همچنین باید ولتاژ ورودی برابر با تمام ولتاژ دستگاه متصل به آن باشد. برای این منظور باید R_i به بی‌نهایت میل کند تا در تقسیم ولتاژ سهم بیشتری داشته باشد.



تقویت کننده

$R_i \longrightarrow \infty$

$R_o \longrightarrow 0$

تا R_o به صفر برسد پس R_i باید بسیار بزرگ باشد یا زیاد می‌شود.

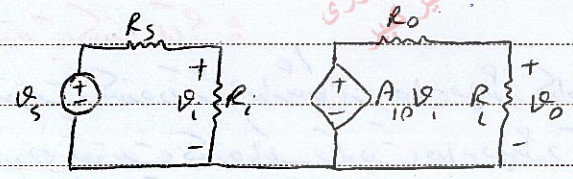
$$\frac{v_i}{v_s} = \frac{R_i}{R_i+R_s} \simeq 1 \qquad R_i \gg R_s$$

(وقتی بار برای به تقویت کننده وصل نباشد)
بهره مدار باز

$$v_o = A_{v_0} v_i \frac{R_L}{R_L+R_o} \Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_I} = A_{v_0}\frac{R_L}{R_L+R_o} \qquad A_{v_0} = \frac{v_o}{v_i}\Big|_{i_o=0}$$

در کاربردهایی که مقدار R_L متغیر باشد R_o را از کمترین مقدار R_L کوچکتر انتخاب می‌کنند.

بهره ولتاژ برای تقویت کننده غیرایده‌آل:
نسبت ولتاژی که به بار می‌رسد به ولتاژ منبع سیگنال در حالتی که مقاومت ورودی تقویت کننده بی‌نهایت نبوده و مقدار مقاومت خروجی آن نیز غیر صفر باشد برابر است با:



$$\frac{v_o}{v_s} = A_{v_0}\frac{R_i}{R_i+R_s}\cdot\frac{R_L}{R_L+R_o}$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$R_L \gg R_o \Rightarrow A_{v_o} = A_{v_o}\frac{R_L}{R_L} \Rightarrow A_v \simeq A_{v_o}$

بلندگویی که برای آمپلیفایر ساخته شده R_L بزرگی دارد در نتیجه نسبت R_o بزرگتر است در جایی که در بلندگوهای بسیار بزرگ R_L کوچک است در نتیجه اگر به آمپلیفایر وصل شود تمام توان در خود آمپلیفایر از بین می‌رود.

زیرا اگر R_L کوچک باشد همه‌ی ولتاژ بر روی R_o که مقاومت آمپلیفایر است افت می‌کند.

buffer Amplifier

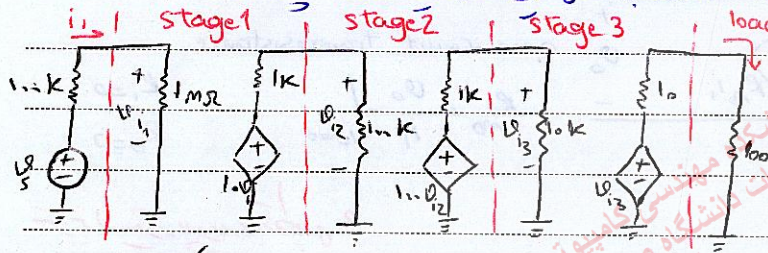
تقویت کننده‌ای است که بهره‌ی نزدیک به یک دارد اما مقاومت ورودی آن بسیار زیاد و مقاومت خروجی آن نیز بسیار کم است. از این نوع تقویت کننده برای تطبیق امپدانس استفاده می‌کنند.

ساخت تقویت کننده ایده‌آل با تطبیق مقاومت

یک تقویت کننده خوب A_v زیاد، R_{in} زیاد و R_o کم دارد. ولی هیچ تقویت کننده‌ای نیست که هر سه ویژگی را با هم داشته باشد در نتیجه از تقویت کننده با سه قسمت استفاده می‌کنیم که آن تقویت کننده طبقاتی می‌گویند. buffer amplifier

A_{v_1}	A_{v_2}	A_{v_3}
R_{in} زیاد	بهره زیاد	R_o کم

مثال: تقویت کننده شکل زیر از سه طبقه تشکیل شده است. ۱- طبقه اول مقاومت ورودی بالایی دارد که ۱۰ برابر مقاومت منبع سیگنال است. ۲- در طبقه دوم تقویت کننده‌ای قرار داده شده است که بهره بسیار بیشتری دارد ولی مقاومت ورودی آن کمتر است. ۳- تقویت کننده طبقه آخر با طبقه خروجی مقاومت خروجی کمی دارد ولی بهره‌ی آن برابر یک است. مقدار بهره کلی این تقویت کننده چقدر است؟



استفاده از بافرها برای ساخت یک تقویت کننده سه طبقه و تطبیق مقاومت‌های ورودی و خروجی در ساخت تقویت کننده مورد نظر

buffer Amplifier

$$v_{i1} = \frac{10^6}{100\times10^3+10^6} = \frac{10}{11}v_s = 0.909\,v_s$$

$$v_{i2} = \frac{100\times10^3}{10^3+100\times10^3}\times 100\,v_{i1} = \frac{1000}{101}\times\frac{10}{11}v_s = 9.9\times0.909\,v_s$$

$$v_{i3} = \frac{10k}{1k+10k}\times 100\,v_{i2} = \frac{1000}{11}v_{i2} = 90.9\times9.9\times0.909\,v_s$$

P4PCO

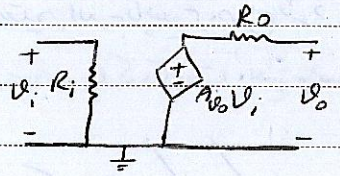
$$A_p = \frac{1}{2}\left[A_v(dB) + A_i(dB)\right]$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$v_o = \frac{100}{11_c} v_{13} = 0.909 \times 90.9 \times 90 \times 0.909\, v_s$$

مدل های تقویت کننده:

1) Voltage Amplifier



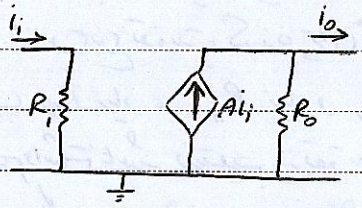
open-circuit voltage gain

$$A_{v_o} = \frac{v_o}{v_i}\Big|_{i_o=0}$$

$R_i = \infty$

$R_o = 0$

2) Current Amplifier



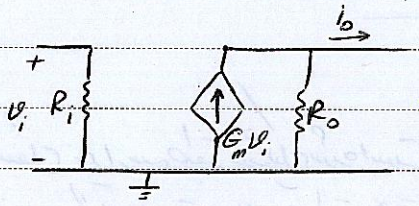
short_Circuit current gain

$$A_{i_s} = \frac{i_o}{i_i}\Big|_{v_o=0}$$

$R_i = 0$

$R_o = \infty$

3) Transconductance Amplifier



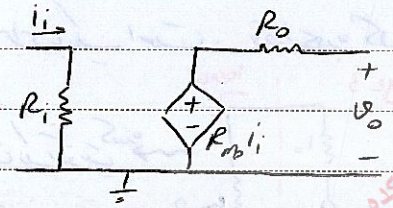
short-circuit transconductance

$$G_{ms} = \frac{i_o}{v_i}\Big|_{v_o=0}$$

$R_i = \infty$

$R_o = \infty$

4) Transresistance Amplifier



open-Circuit transresistance

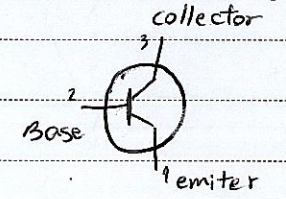
$$R_{mo} = \frac{v_o}{i_i}\Big|_{i_o=0}$$

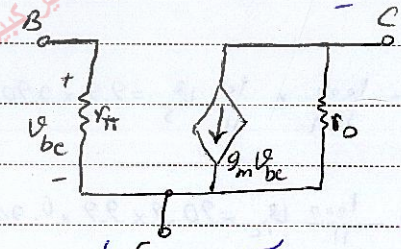
$R_i = 0$

$R_o = 0$

ترانزیستور پیوند دوقطبی:

ترانزیستور پیوند دوقطبی ساده ترین المانی است که می توان از آن برای تقویت سیگنال استفاده کرد.





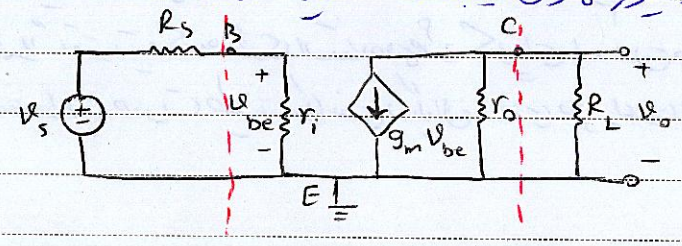
اگر سیگنال ورودی آن کوچک باشد می توان از آن به عنوان یک تقویت کننده transconductance استفاده کرد.

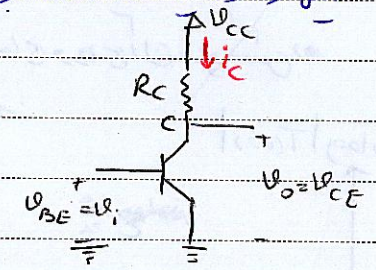
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی شاهرود

Subject:
Year. Month. Date. ( )

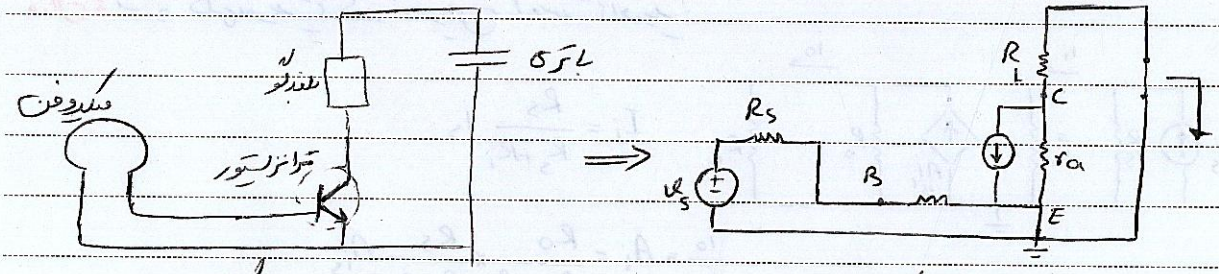
به این نوع تقویت کننده که ولتاژ را می‌گیرد و جریان تقویت شده را خارج می‌کند trans conductor می‌گویند

یکی از تقویت کننده‌ها که بوسیله ترانزیستور می‌توان ایجاد کرد اهمیت بیشتری است.





R_C و R_L حکم بلندگوی متصل شده به تقویت کننده را دارد که از طریق یک ترانزیستور ولتاژ تقویت شده و حاصل یک جریان زیاد است که با گذشتن از بلندگوی R_L صدای بیشتری تولید می‌کند.
در واقع با شدت صدایی که در میکروفن R_s صحبت می‌کنیم مقدار جریان عبور کننده از R_C تغییر می‌کند.



مقاومت باتری در مقابل سیگنال بسیار ناچیز است در نتیجه در مدل کردن به اتصال کوتاه تبدیل می‌شود.

مثال ۵: فرکانس صدای انسان در حدود 4000 Hz قرار دارد و فرکانس‌های موسیقی در حدود ۲۰ ـ ۲۰ kHz قرار دارد.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

اندازه‌گیری پاسخ فرکانسی تقویت کننده:

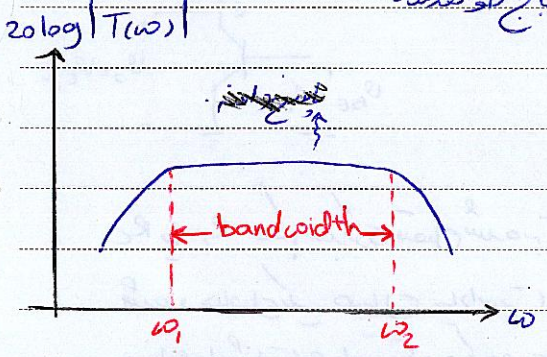
بهره همواره به ازای فرکانس‌های مختلف ثابت باقی نمی‌ماند، همانطور که گفته شد در ورودی تقویت کننده را حساس می‌توان بصورت سیگنالهای سینوسی نشان داد از این رو مشخصه‌های مهم تقویت کننده‌ها نحوه پاسخ‌گویی آن به سیگنال‌های سینوسی با فرکانس‌های مختلف می‌باشد.

Subject:
Year. Month. Date. ( )

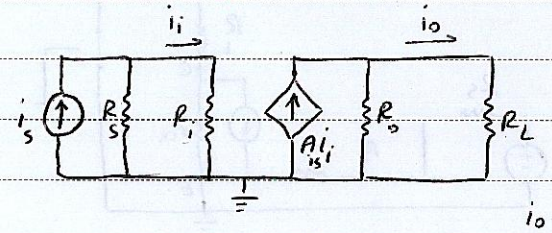
به ازای چند فرکانس چه بهره‌ای ایجاد می‌شود.

منحنی پاسخ فرکانسی تقویت کننده نشان می‌دهد که در محدوده‌ای بین دو فرکانس ω_1 و ω_2 بهره تقویت کننده ثابت بوده و سیگنال‌های خارج از این رنج شاهد کاهش بهره خواهند شد. این رنج را پهنای باند تقویت کننده می‌نامند.

معمولاً تقویت کننده طوری استفاده می‌شود که پهنای باند آن همه سیگنال‌های ورودی آن را پوشش دهد. در غیر این صورت طیف فرکانسی سیگنال ورودی دچار اعوجاج خواهد شد.



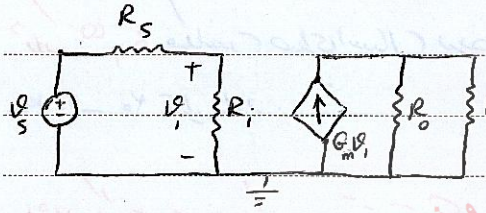
مثال: بهره کلی تقویت کننده جریان را بدست آورید.



$$I_i = \frac{R_s}{R_s+R_i} i_s$$

$$\frac{i_o}{i_s} = A_i = \frac{R_o}{R_o+R_L} \times \frac{R_s}{R_s+R_i} A_{is}$$

مثال: آنالیز مدار تقویت کننده transconductance



$$G_m = \frac{i_o}{v_s} \qquad v_i = \frac{R_i}{R_s+R_i} v_s$$

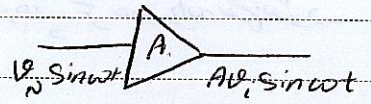
$$i = G_m \frac{R_i}{R_s+R_i} v_s \qquad i_o = \frac{R_o}{R_o+R_L} \times \frac{R_i}{R_s+R_i} G_{ms} v_s$$

$$G_m = \frac{R_o}{R_o+R_L} \frac{R_i}{R_s+R_i} G_{ms}$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در حالت عادی یک تقویت کننده بدون تغییر شکل سیگنال ورودی آن را چند برابر کرده و خارج می کند.



ولی در دنیای واقعی ۱- بهره تابعی از فرکانس ورودی است: به همین علت از طریق تلویزیون نمی توان سیگنال های رادیویی را دریافت کرد زیرا تقویت کننده هایی که در تلویزیون وجود دارد سیگنال رادیو را تقویت نمی کند.

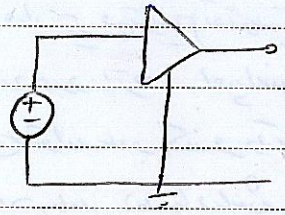
پاسخ دامنه $|T(\omega)| = \frac{v_o(\omega)}{v_i(\omega)} = \frac{v_o(s)}{v_i(s)}$

بهره وابسته به ω

از طریق خازن، ترانزیستور و سلف می توان یک نوسان ساز ساخت.

۲- سیگنال خروجی نسبت به ورودی یک اختلاف فاز پیدا می کند. از جمله عوامل بوجود آمدن اختلاف فاز تأخیر ایجاد شده بوسیله خازن یا سلف است. از آن جایی که تقویت کننده از طریق ترانزیستور می سازیم و ترانزیستور شامل خازن است اختلاف فاز در آن وجود دارد

پاسخ فاز $\angle T(\omega) = \phi$ ← اختلاف فاز



برای محاسبه پاسخ فرکانسی تقویت کننده دو مدار معادل به ازای هدایت المان اکتیو (سلف، خازن) امپدانس آن را قرار می دهند:

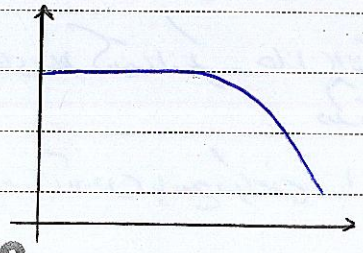
$L \rightarrow j\omega L$ ، sL ، $C \rightarrow \frac{1}{j\omega C} \rightarrow \frac{1}{sC}$

نکته: از خاصیت خازنی ترانزیستور در کامپیوتر در ساخت DRAM و دوربین های دیجیتال CCD بکار می رود.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیر کبیر

دسته بندی تقویت کننده ها بر مبنای پاسخ فرکانسی:

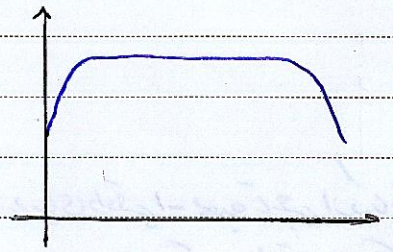
بر مبنای شکل پاسخ فرکانسی تقویت کننده ها می توان آن را دسته بندی کرد:



۱- low pass فرکانس های بالا را عبور نمی دهد.

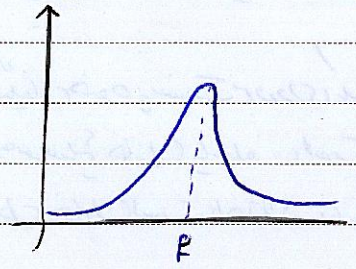
Subject:
Year. Month. Date. ( )

۲- میان گذر: همانند رادیو و تلویزیون تنها سیگنال های خاصی را عبور می دهد و فرکانس های بزرگتر و کوچکتر عبور داده نمی شود.



۲- band pass : (بالاگذر)

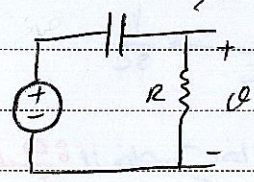
تقویت کننده ای است که تنها سیگنال ها با فرکانس خاصی را عبور می دهد و بسیار حساس است.

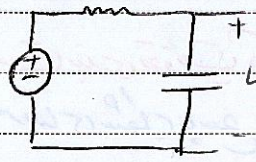


: Single-time-constant network

در دو مدار زیر می توانیم تقویت کننده های بالاگذر و پایین گذر را ایجاد کرد. بوسیله خازن می توان تقویت کننده را برای یک f خاص تنظیم کرد و ایجاد delay نیز استفاده می شود.

در مدار روبرو با توجه به امپدانس خازن که برابر $\frac{1}{j\omega C}$ است برای اینکه جریان بتواند عبور کند و ولتاژ بالایی را عبور دهد باید مقاومت خازن کم باشد که در نتیجه باید f زیاد باشد در نتیجه این مدار بالاگذر است یعنی برای فرکانس های بالا عمل می کند.





اما در این مدار نباید جریانی از خازن عبور کند تا تمام ولتاژ به مقاومت بار برسد در نتیجه با توجه به رابطه امپدانس مقاومت خازن برای فرکانس های پایین مناسب است در نتیجه به این مدار پایین گذر می گوییم.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری
دانشگاه صنعتی امیرکبیر

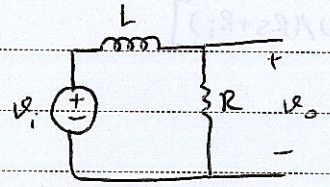
در مدارهای بالا که تنها از یک خازن و یک مقاومت استفاده کرده ایم Single-time-constant می گویند.

برای بدست آوردن پاسخ فرکانسی ابتدا مدار را به حالت های بالا تبدیل می کنیم

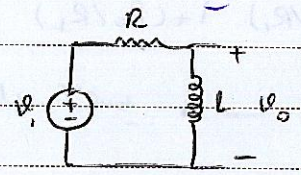
$T = RC$ ثابت زمانی

مدت زمانی که تقویت کننده طول می کشد تا به فرکانس قطع برسد.

نکته: می‌توان در ساخت این مدارها از سلف نیز استفاده کرد.



low pass



High pass

$T = \frac{L}{R}$

مثال: تقویت کننده ولتاژ شکل زیر دارای ظرفیت خازنی C_i در ورودی می‌باشد. برای این مدار:

الف) مقدار بهره ولتاژ را به صورت یک رابطه فرکانسی بدست آورید. مقدار بهره dc و فرکانس قطع 3dB را مشخص کنید.

~~ب)~~ مقادیر فوق را برای حالتی که بهره 0dB می‌شود به ازای مقادیر زیر بدست آورید.

ج) مقدار خروجی را برای مقادیر زیر مشخص کنید.

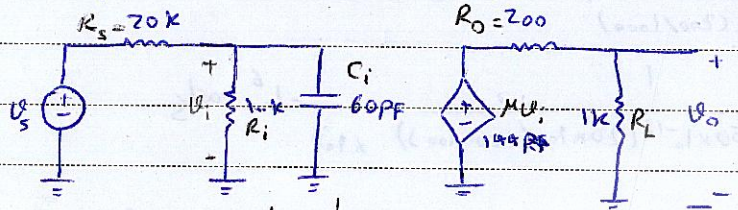
(I) $v_i = 0.1 \sin 10^2 t$, v

(II) $v_i = 0.1 \sin 10^5 t$, v

(III) $v_i = 0.1 \sin 10^6 t$, v

(IV) $v_i = 0.1 \sin 10^8 t$, v

$|T| \omega \quad \frac{|k|}{\sqrt{1+\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$



$\frac{1}{Cs} = \frac{1}{60 \times 10^{-12} s}$

$v_i = v_s \frac{Z}{Z+R_s} \xrightarrow{Y=\frac{1}{Z}} v_i = v_s \frac{1}{1+R_s Y_i} = v_s \frac{1}{1+R_s((1/R_i)+SC)} \Rightarrow \frac{v_i}{v_s} = \frac{1}{1+(R_s/R_i)+SCR_s}$

رابطه به فرم یک STC می‌نویسیم یعنی شامل $\frac{k}{1+\frac{s}{\omega_0}}$ باشد.

$\frac{v_i}{v_s} = \frac{1}{1+(R_s/R_i)} \frac{1}{1+sC(R_s R_i/(R_s+R_i))}$

$v_o = \mu v_i \frac{R_L}{R_L+R_o}$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

$$\frac{v_o}{v_s} = \mu \frac{1}{1+(R_s/R_i)} \frac{1}{1+(R_o/R_L)} \frac{1}{1+sC_i[(R_sR_i)/(R_s+R_i)]}$$

$$T = C_i \frac{R_sR_i}{R_s+R_i}$$ ⟶ § طبق رابطه استاندارد T ضریب در مخرج می باشد

با آنالیز کردن مدار متوجه می شویم که نوع پاسخ لندراست پس رابطه استاندارد آن به فرم $\frac{K}{1+s/\omega_0}$ است.

$$K = \frac{v_o}{v_s}(s=0) = \mu \frac{1}{1+(R_s/R_i)} \frac{1}{1+(R_o/R_L)}$$ مقدار بهره dc

$$\omega_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{C_i(R_s \| R_i)}$$ ⟶ مقدار فرکانس قطع 3dB

زیرا در تونس دو سر خازن دو مقاومت ورودی موازی می شوند.

ب) با قرار دادن مقادیر عددی داریم:

$$K = 144\left(\frac{1}{1+20/100}\right)\left(\frac{1}{1+(200/1000)}\right) = 100 \ V/V$$

$$\omega_0 = \frac{1}{60 \times (20 \| 100 k\Omega)} = \frac{1}{60\times10^{-12}(20\times100/(20+100)) \times 10^3} = 10^6 \ rad/s$$

$$f_0 = \frac{10^6}{2\pi} = 159.2 \ kHz$$

چون یک قطب ضعیف داریم

از آنجایی که بهره با شیب 20dB/decade کم می شود پس از رد دهم بهره به 0dB کاهش خواهد یافت:

unity-gain frequency $= 100 \times \omega_0 = 10^8 \ rad/s$ or $15.92 \ MHz$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

ج)

برای محاسبه v_o با استفاده از روابط صفحه بعد مقدار دامنه v_o و اختلاف فاز را بدست آورده و رابطه را می‌نویسیم.

الف) $|T| \cong 100$ ، $\varphi = -\tan^{-1} 10^{-4} = 0^\circ$

$v_o = 10 \sin 10^2 t$

ب) $|T| = 99.5$ ، $\varphi = -\tan^{-1} 0.1 = -5.7$

$v_o = 9.95 \sin(10^5 t - 5.7)$

پ) $|T| = \frac{100}{\sqrt{2}} = 70.7$ ، $\varphi = -45$

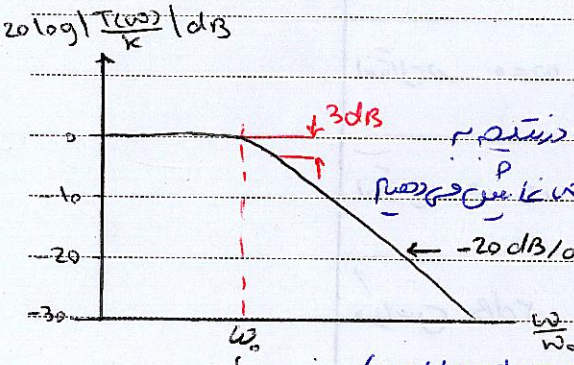
$v_o = 70.7 \sin(10^6 t - 45)$

ت) $|T| = 1$ ، $\varphi = -90$

$v_o = 1 \sin(10^8 t - 89.4)$

: bode plot

* پایین گذر:



زمانی که بهره به اندازه 3dB فرق کند دیگر بهره معتبر نیست در نتیجه به چنین فرکانسی، فرکانس قطع 3dB می‌گوییم و با ω_0 نمایش می‌دهیم

$$\frac{T(\omega)}{k} \xrightarrow[\omega=\omega_0]{\text{در لحظه}} = \sqrt{2} \Leftrightarrow \frac{k}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \xrightarrow{\omega=\omega_0} \frac{1}{\sqrt{2}}$$

← بهره در $\omega = 0$ (بهره بایاس)

فرکانس در لحظه‌ای که شروع به کاهش می‌کند.

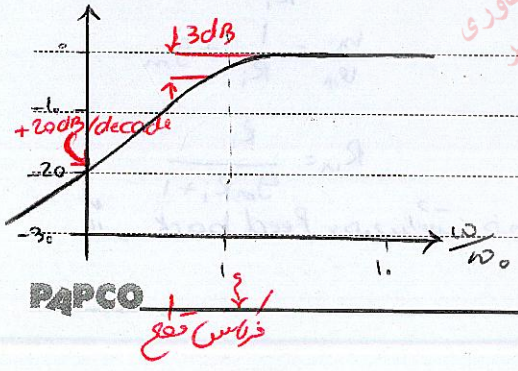
3dB از این رابطه بدست آمده است.

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$$

نکته: بدلیل وجود $j\omega$ نمی‌توان مدار را یک جا رسم کنیم و تغییرات را یک بار به ازای دامنه و یک بار برای φ بدست می‌آوریم.

در واقع با تبدیل مدارهای شامل L و C به مدارهای ساده و استاندارد STC می‌توان با استفاده از روابط جدول صفحه بعد تغییرات را حساب کنیم.

* بالاگذر:

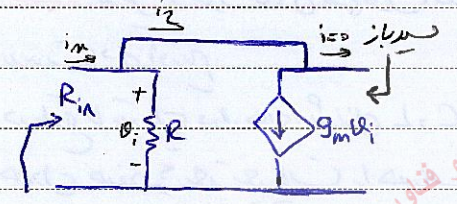


دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

	پایین گذر (LP)	بالاگذر (HP)
تابع انتقال $T(s)$	$\frac{K}{1+(s/\omega_0)}$	$\frac{Ks}{s+\omega_0}$
تابع انتقال $T(j\omega)$	$\frac{K}{1+j(\omega/\omega_0)}$	$\frac{K}{1-j(\omega_0/\omega)}$
پاسخ اندازه $\lvert T(j\omega)\rvert$	$\frac{\lvert K\rvert}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}$	$\frac{\lvert K\rvert}{\sqrt{1+(\omega_0/\omega)^2}}$
پاسخ فاز $\angle T(j\omega)$	$-\tan^{-1}(\omega/\omega_0)$	$\tan^{-1}(\omega_0/\omega)$
انتقال در $\omega=0$	K	0
انتقال در $\omega=\infty$	0	K
فرکانس 3dB	$\omega_0=\frac{1}{\tau}$	$\tau=$ ثابت زمانی $\tau=RC$ یا L/R

مثال 8 (1.58)

مدار زیر یک تقویت کننده transconductance را نشان می‌دهد که خروجی آن به ورودی Reed back شده است. مقدار مقاومت ورودی (R_{in}) را بدست آورید.



$$KCL: \begin{cases} i_x = i_1 + g_m v_i \\ i_1 = \frac{v_x}{R_i} \\ v_x = v_i \end{cases} \Rightarrow i_x = \frac{v_x}{R_i} + g_m v_x$$

$$\frac{i_x}{v_x} = \frac{1}{R_i} + g_m$$

$$R_{in} = \frac{R_i}{g_m R_i + 1}$$

اگر Reed back وجود نداشت خروجی بیشتر می‌شد زیرا با این کار مقاومت ورودی کم شده است.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات
مشاور صنعتی امیر کبیر

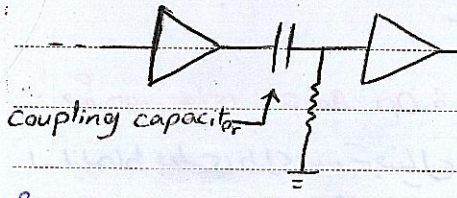
Subject:
Year. Month. Date. ( )

تأثیر خازن بر پاسخ فرکانسی:

دو نوع خازن بر پاسخ فرکانسی تقویت کننده اثر می‌گذارد:

الف) خازن‌های داخلی تقویت کننده باعث می‌شوند تا بهره در فرکانس‌های بالا افت کند.

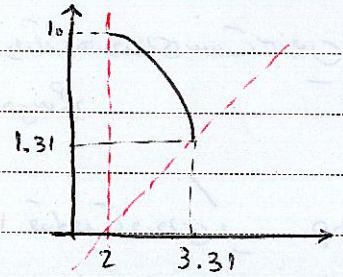
ب) خازن‌های کوپلینگ باعث می‌شود تا بهره در فرکانس‌های پایین افت کند.



اگر خازن وجود نداشت به یک direct coupling تبدیل می‌شد.
اندازهٔ مقاومت خازن در coupling تأثیر می‌گذارد.

در این حالت برای ولتاژ DC از آنجایی که $\omega=0$ است پس امپدانس خازن بی‌نهایت می‌شود و مدار باز می‌شود در نتیجه ولتاژ DC منتقل نمی‌شود ولی برای جریان متناوب با در نظر گرفتن ظرفیت بالا برای خازن امپدانس آن بسیار کم می‌شود و در تقویت کننده اتصال کوتاه می‌شود. در نتیجه باعث می‌شود بایاس DC تقویت کنندهٔ اولی منتقل نشده و فرکانس موجود در محدودهٔ تقویت کار تقویت کنندهٔ دوم باقی بماند.

مثال:



a) $1.31 \leq v_o \leq 10$

$2 \leq v_I \leq 3.31$

b) $v_o = 5 \rightarrow v_i = 3.66$

c) $\frac{dv_o}{dv_i} \xrightarrow{v_i=3} \frac{dv_o}{dv_i} = -10$

d) $v_o = 10 - 5(3 + v_i \cos\omega t - 2)^2$

$v_o = 10 - [5 v_i^2 (\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega t) + 10 v_i \cos\omega t + 5]$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

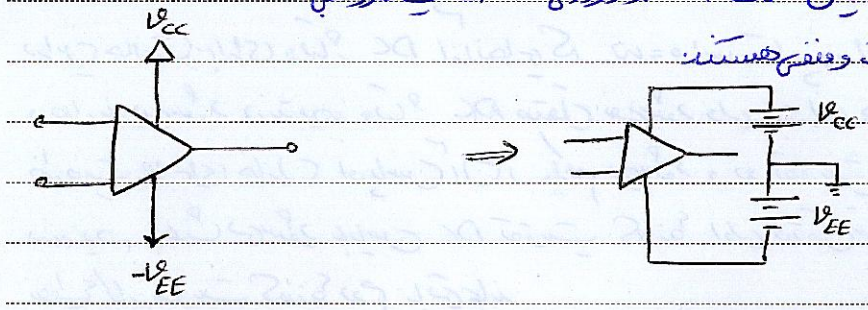
فصل دوم :

تقویت کننده عملیاتی : opAmp

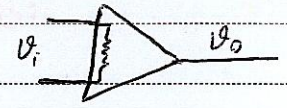
تقویت کننده‌های عملیاتی یا operational Amplifier ، کاربردهای زیادی در مدارهای الکترونیکی دارد که از تعداد زیادی ترانزیستور و مقاومت و بعضاً یک خازن ساخته می‌شود.
در این فصل نیازی به دانستن مدار داخلی آنها نداریم و این مدارات را فقط با توجه به ویژگی‌های ترمینال ورودی و خروجی آن بررسی خواهیم کرد.

مشخصه‌های Op-Amp :

۱- از لحاظ مداری دارای سه ترمینال است : ۱- دو ورودی ۲- یک خروجی
و دارای دو منبع تغذیه مثبت و منفی هستند.



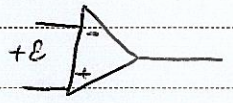
۲- opAmp طوری ساخته می‌شود که اختلاف ولتاژ بین ورودی مثبت و منفی را تقویت نماید.



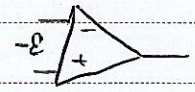
$v_o = A(v_+ - v_-)$ ← ولتاژ هر ورودی نسبت به زمین اندازه‌گیری می‌شود.

۳- مقاومت ورودی یک opAmp ایده‌آل بی‌نهایت است پس جریان ورودی آن صفر است.

۴- مقاومت خروجی opAmp ایده‌آل صفر در نظر گرفته می‌شود لذا می‌تواند $A(v_2 - v_1)$ ولتاژ را به هر باری تحویل دهد. خروجی نسبت به زمین در نظر گرفته می‌شود.

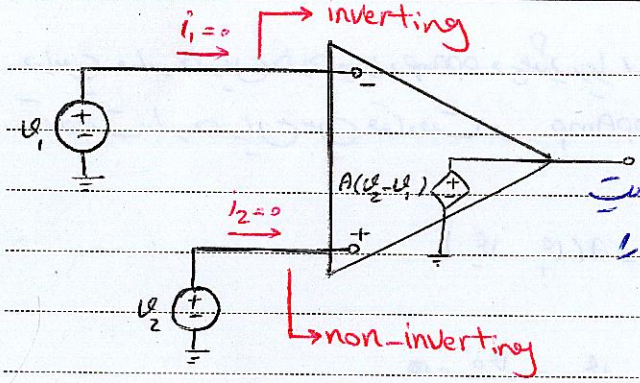


$v_o = A\varepsilon \longrightarrow \infty \Longrightarrow$ به اشباع می‌رسد



$v_o = A\varepsilon^- \longrightarrow -\infty \Longrightarrow$ به اشباع منفی می‌رسد

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر



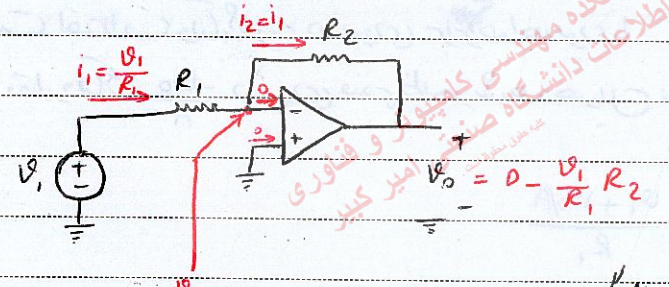
نکته: یک opAmp ایده‌آل دارای پهنای باند بی‌نهایت است یعنی از فرکانس صفر تا فرکانس‌های بالا را تقویت خواهد نمود.

علامت خروجی نسبت به پایه مثبت ورودی سنجیده می‌شود پس خروجی با ورودی مثبت هم‌علامت و هم‌فاز است به همین دلیل به آن non-inverting می‌گویند. خروجی با ورودی دیگر غیرهم‌فاز یا inverting است.

نکته: به دلیل بهره بی‌نهایت در opAmp آن به ندرت به صورت مدار باز استفاده می‌شود بلکه در اکثر مواقع به کمک سایر المان‌ها به صورت مدار Feed back استفاده می‌شود.
یکی از مزیت‌های opAmp این است که به صورت مستقیم به سیگنال ورودی کوپل می‌شوند لذا می‌توانند در فرکانس‌های پایین نیز تقویت سیگنال نمایند.

مدار معکوس کننده:

از opAmp‌ها به ندرت به صورت مدار باز استفاده می‌شود زیرا به علت بهره خیلی زیاد نمی‌توان از آن استفاده کرد ولی با استفاده از یک Feedback می‌توان مدارهای گوناگونی را ساخت.
مدار معکوس کننده با استفاده از یک opAmp و دو مقاومت ساخته می‌شود. در مدار معکوس کننده مقاومت R_2 یک Feed back منفی را از خروجی به ورودی منتقل می‌نماید.



$$G=\frac{v_o}{v_i}=\frac{-R_2}{R_1}$$

$$v_2-v_1=\frac{v_o}{A}=0$$

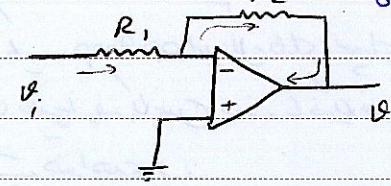
اگر بهره را بی‌نهایت در نظر بگیریم برابر صفر می‌شود در نتیجه:

$v_2-v_1=0$ به عبارت دیگر دو ورودی به صورت مجازی به هم وصل می‌شوند.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در این مدار جریان خروجی وارد opAmp می‌شود زیرا از طرف راست مدار باز است ولی در صورت وجود مقاومت بار جریان بین مقاومت و opAmp تقسیم می‌شد.

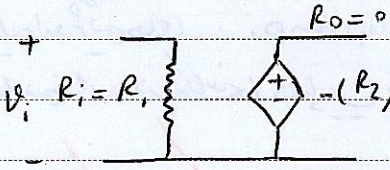


$$v_o = A(v_+ - v_-)$$

$$v_+ - v_- = \frac{v_o}{A_\infty} = 0$$

← برای همین در مدارهای ایده‌آل $\Delta v = 0$ در نظر می‌گیریم

برای بدست آوردن مقاومت ورودی مدار را به صورت black box در نظر می‌گیریم و با بدست آوردن v و i ورودی مقاومت ورودی را بدست می‌آوریم. در این جا چون v_i به مقاومت R_1 وصل شده و جریان i از منبع می‌کشد پس مقاومت ورودی همان R_1 است.



مقاومت ورودی تقویت کننده باید زیاد باشد تا کم ولتاژ ورودی را از سیگنال به طرف خود بکشد.

نمره مدار بسته:

مدار ایده‌آل نیست و A بی‌نهایت نیست $\qquad i_1 = i_2$

$$i_1 = \frac{v_1 - v_2}{R_1} = \frac{v_1}{R_1}$$

$$v_o = v_i - i_1 R_2 = 0 - \frac{v_1}{R_1} R_2 \qquad \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_2}{R_1}$$

در این حالت اختلاف ولتاژ بین دو ورودی برابر $\frac{v_o}{A}$ خواهد بود، با وجود ورودی مثبت به زمین وصل شده مقدار ولتاژ $\frac{-v_o}{A}$ در ورودی منفی ظاهر شده و جریان نیز از مقاومت R_1 عبور خواهد کرد.

$$i_1 = \frac{v_i - (-v_o/A)}{R_1} = \frac{v_i + v_o/A}{R_1}$$

به علت مقاومت بی‌نهایت ورودی این جریان تماماً از R_2 عبور خواهد کرد:

$$v_o = \frac{-v_o}{A} - i_1 R_2 = \frac{-v_o}{A} - \left(\frac{v_i + v_o/A}{R_1}\right) R_2$$

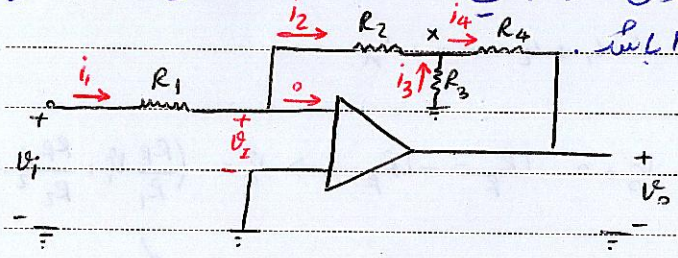
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری
اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

در نتیجه مقدار بهره مدار سیستم برابر است با:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A}$$

نکته: همان طور که گفته شد باید مقاومت ورودی زیاد باشد. از طرفی مقدار بهره تقویت کننده هم باید بزرگ باشد. در نتیجه مقدار R_2 نیز باید خیلی بزرگ باشد (طبق رابطه $A=\frac{-R_2}{R_1}$) که این خود مانع عبور جریان می‌شود و از آنجایی که جریان خروجی از منبع ولتاژ ایده‌آل $A_v(v_2-v_1)$ گرفته می‌شود، مقدار مقاومت خروجی صفر است. در نتیجه با تقسیم مقاومت‌ها به صورت زیر می‌توان مقاومت خروجی بزرگی را ایجاد کرد.

مثال: در مدار زیر با فرض آپ امپ ایده‌آل الف) مقدار گین مدار سیستم را محاسبه کنید.
ب) با استفاده از این مدار تقویت کننده معکوس ساز، با گین 100 و مقاومت ورودی 1MΩ بسازید فرض کنید بزرگترین مقاومتی که دارید 1MΩ باشد.



$$v_I = \frac{-v_o}{A} = \frac{-v_o}{\infty} = 0$$

$$i_1 = \frac{v_i - v_I}{R_1} = \frac{v_I - 0}{R_1} = \frac{v_i}{R_1} \qquad i_1 = i_2 = \frac{v_i}{R_1}$$

$$v_x = v_I - i_2 R_2 = 0 - \frac{v_i}{R_1} R_2 = \frac{-R_2}{R_1} v_i$$

$$i_3 = \frac{0 - v_x}{R_3} = \frac{R_2}{R_1 R_3} v_i \qquad i_4 = i_2 + i_3 = \frac{v_i}{R_1} + \frac{R_2}{R_1 R_3} v_i$$

$$v_o = v_x - i_4 R_4 = \frac{-R_2}{R_1} v_i - \left(\frac{v_i}{R_1} + \frac{R_2}{R_1 R_3} v_i\right) R_4$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\left[\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1}\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)\right] = \frac{-R_2}{R_1}\left(1+\frac{R_4}{R_2}+\frac{R_4}{R_3}\right)$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

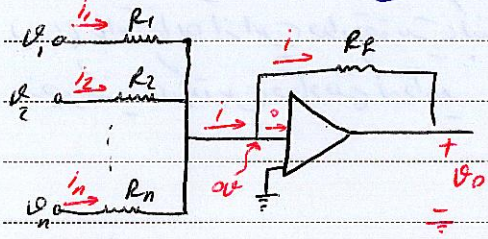
ب) $R_1 = 1\,M\Omega$ $R_2 = 1\,M\Omega$ $\Rightarrow R_4 = 1\,M\Omega$, $R_3 = 10.2\,k\Omega$

با جایگذاری در رابطه بدست آمده برای گین تقویت کننده

نکته: R_2 و R_3 موازی نیستند زیرا در صورت موازی بودن باید جریان i_1 و i_4 با یکدیگر برابر باشند که چنین نیست.

مدار جمع کننده:

در مدار زیر هر یک از مقاومت ها به تنهایی یک تقویت کننده معکوس کننده ایجاد می کنند که جمع آنها باعث جمع بهره ها می شود. از این مدار وقتی که می خواهیم دو صدا را روی هم بیندازیم استفاده می کنیم در ALU نمی توان از این مدار استفاده کرد زیرا ALU دیجیتال است و این مدار به صورت آنالوگ کار می کند.



$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n$$

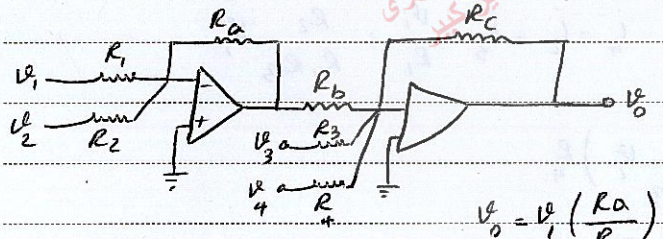
$$v_o = 0 - iR_f = -iR_f \Rightarrow v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n}v_n\right)$$

به عبارت دیگر خروجی به صورت حاصل جمع ورودی های مختلف عمل می کند.

$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n}v_n\right)$$

جمع کننده ناخالص با علامت متفاوت:

خروجی شکل زیر با در نظر گرفتن اپ امپ ایده آل به صورت زیر خواهد بود:



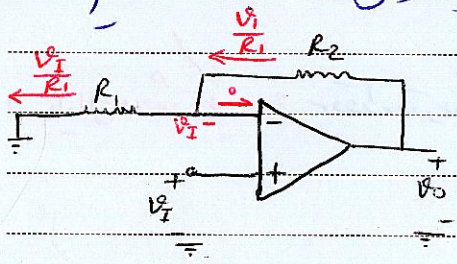
$$v_o = v_1\left(\frac{R_a}{R_1}\right)\left(\frac{R_c}{R_b}\right) + v_2\left(\frac{R_a}{R_2}\right)\left(\frac{R_c}{R_b}\right) - v_3\left(\frac{R_c}{R_3}\right) - v_4\left(\frac{R_c}{R_4}\right)$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدار nonInverting:

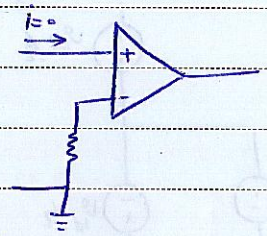
اگر یک سیگنال ورودی را به سر مثبت OPAmp وصل کنیم یک مکرر کننده مثبت خواهیم داشت.



$$i_1 = i_2 = \frac{v_I}{R_1}$$

$$v_o = v_I + i_2 R_2 = v_i + \frac{R_2}{R_1} v_i = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i$$

نکته: این مدار دارای مقاومت ورودی بی نهایت است زیرا جریانی از v_i نمی‌گذرد بنابراین $\frac{v_i}{i_1 = 0}$ بی نهایت است.



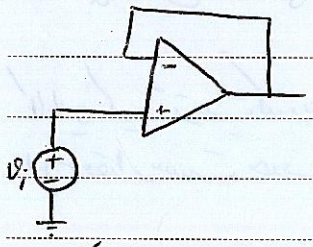
مقاومت خروجی این مدار صفر است.

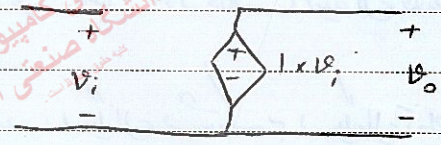
مدار Voltage Follower:

به عنوان بافر از آن استفاده می‌شود. مقاومت ورودی آن بی نهایت است پس وقتی تقویت کننده‌ای نیاز داریم که مقاومت ورودی بالایی داشته باشد از این استفاده می‌کنیم. مقاومت خروجی آن صفر و پتانسیل بدون هیچ تغییری منتقل می‌شود.

یک مدار مشابه مدار تقویت کننده ولتاژ است که در آن یک اپ امپ به صورت مدار nonInverting و با مقدار $R_2 = 0$ و $R_1 = \infty$ بسته می‌شود.

این مدار با داشتن بهره ولتاژ ۱ برای اتصال منبعی با امپدانس خروجی بالا به یک بار با امپدانس کم استفاده می‌شود.





انجمن مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

در حالت ایده‌آل: $v_o = v_i$ ، $R_{in} = \infty$ ، $R_{out} = 0$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

سیگنال تفاضلی: اختلاف بین سیگنالهای ورودی v_2 و v_1 را سیگنال تفاضلی می گویند.

$$v_{id} = v_2 - v_1$$

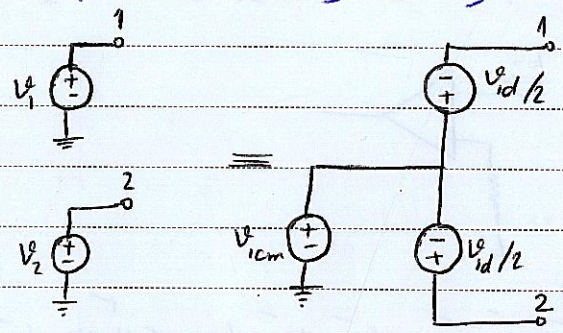
سیگنال مد مشترک: به مقدار متوسط سیگنال اعمالی به دو ورودی گفته می شود.

$$v_{icm} = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

براساس تعاریف فوق سیگنال های ورودی را به این صورت نیز می توان نوشت:

$$v_1 = v_{icm} - \frac{v_{id}}{2}$$

$$v_2 = v_{icm} + \frac{v_{id}}{2}$$



تقویت کننده تفاضلی:

یکی از کاربردهای مهم آپ امپ در طراحی تقویت کننده های تفاضلی است. تقویت کننده تفاضلی اختلاف دو سیگنال ورودی را تقویت نموده و مقدار مشترک بین آنها را حذف می نماید.

خروجی را در حالت کلی می توان بصورت زیر نوشت:

$$v_o = A_d v_{id} + A_{cm} v_{icm}$$

A_d گین تفاضلی و A_{cm} گین مد مشترک است و در حالت ایده آل مقدار آن صفر است.

انجمن علمی مهندسی کامپیوتر دانشگاه صنعتی اصفهان
اطلاعات بیشتر در سایت: www.cs.iut.ac.ir

از این یک تقویت کننده براساس نسبت حذف سیگنال مشترک به سیگنال تفاضلی اندازه گیری می شود. این مقدار نسبت حذف سیگنال مشترک نامیده می شود.

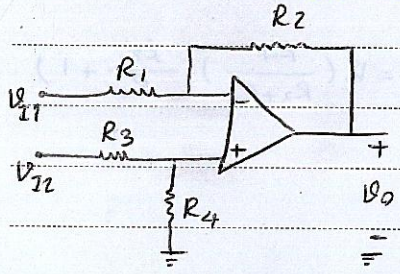
$$CMRR = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|}$$

بالا بودن این نسبت در موارد زیادی نظیر دستگاههای ابزار دقیق کاربرد بسیاری دارد.

Subject:
Year. Month. Date. ( )

یکی از مزایای حذف سیگنال مشترک زمانی است که به دلایل مختلفی نویز noise بر روی سیگنال سوار شده است در نتیجه از طریق حذف سیگنال مشترک می‌توان noise را از بین برد.

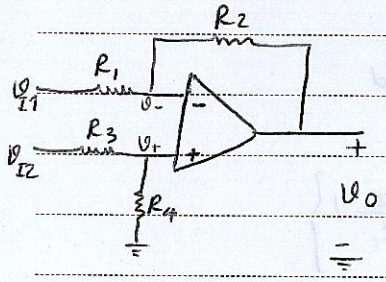
با توجه به اینکه تقویت کننده inverting دارای بهره منفی $-\frac{R_2}{R_1}$ و تقویت کننده noninverting دارای بهره مثبت $(1+\frac{R_2}{R_1})$ می‌باشد، می‌توان با ترکیب این دو به یک تقویت کننده تفاضلی رسید.
بدیهی است که برای حذف سیگنال مشترک باید gain این دو مساوی باشند.



$$\frac{R_4}{R_4+R_3}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)=\frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{R_4}{R_4+R_3}=\frac{R_2}{R_2+R_1} \Longrightarrow \frac{R_4}{R_3}=\frac{R_2}{R_1}$$

آنالیز تقویت کننده تفاضلی:



$$v_{Id} = v_2 - v_1$$

$$v_{Icm} = (v_1+v_2)/2$$

$$\Longrightarrow \begin{cases} v_1 = v_{Icm} - v_{Id}/2 \\ v_2 = v_{Icm} + v_{Id}/2 \end{cases}$$

$$v_+ = \frac{R_4}{R_3+R_4} v_2 = v_-$$

$$v_o = v_- + iR_2 = v_- + \left(\frac{v_- - v_1}{R_1}\right)R_2 = \frac{-R_2}{R_1} v_1 + \frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} v_2$$

$$= \frac{-R_2}{R_1}\left(v_{Icm} - v_{Id}/2\right) + \frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4}\left(v_{Icm} + v_{Id}/2\right)$$

$$= \left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} - \frac{R_2}{R_1}\right) v_{Icm} + \frac{1}{2}\left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{Id}$$

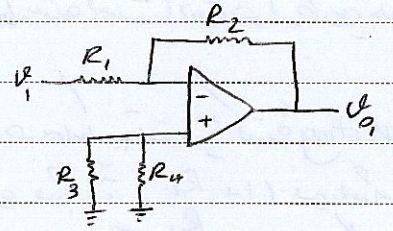
$$\Longrightarrow \boxed{A_d = \frac{1}{2}\left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} + \frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad \boxed{A_{cm} = \frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} - \frac{R_2}{R_1}}$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

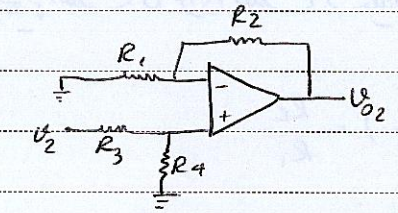
Subject:

Year. Month. Date. ( )

آنالیز تقویت‌کننده تفاضلی به روش 8 super position



Set $v_2 = 0 \Longrightarrow v_{o1} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) v_1$



Set $v_1 = 0 \Longrightarrow v_{o_2} = v_2\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)\left(\frac{R_2}{R_1}+1\right)$

طبق خاصیت super position $\Longrightarrow v_o = v_{o1} + v_{o2} = \frac{-R_2}{R_1} v_1 + \frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} v_2$

$$= \left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} - \frac{R_2}{R_1}\right) v_{icm} + \frac{1}{2}\left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{id}$$

$$CMRR = 20 \log\left\{\frac{1}{2}\left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} + \frac{R_2}{R_1}\right) / \left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} - \frac{R_2}{R_1}\right)\right\}$$

A_{cm} شرط صفر شدن : $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \Longrightarrow v_o = (v_2 - v_1)\frac{R_2}{R_1}$

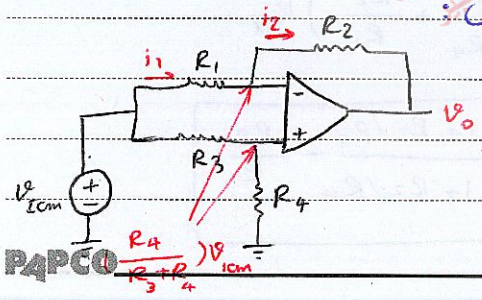
برای ساده‌تر کردن کار معمولاً مقادیر مقاومت‌ها به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$R_3 = R_1 \quad , \quad R_4 = R_2$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

آنالیز گین مدمشترک:

برای پیدا کردن گین مدمشترک از مدار زیر می‌توان کمک گرفت:



$$i_1 = \frac{1}{R_1}\left[v_{1cm} - \frac{R_4}{R_4+R_3} v_{1cm}\right] = v_{1cm} \frac{R_3}{R_4+R_3} \frac{1}{R_1}$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_4+R_3} v_{1cm} - i_2 R_2 \xrightarrow{i_1 = i_2} v_o = \frac{R_4}{R_4+R_3} v_{1cm} - \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_3+R_4} v_{1cm}$$

$$= \frac{R_4}{R_4+R_3}\left(1 - \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_4}\right) v_{1cm}$$

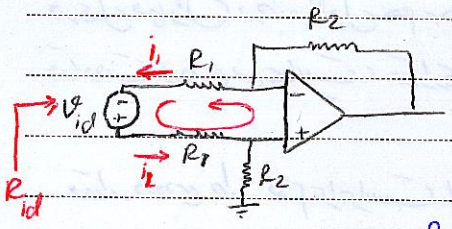
لذا برای گین مد مشترک خواهیم داشت:

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{1cm}} = \left(\frac{R_4}{R_4+R_3}\right)\left(1 - \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_4}\right)$$

با انتخاب نسبت مقاومت‌ها بصورت $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$ خواهیم داشت: $A_{cm} = 0$

مقاومت ورودی تقویت کننده تفاضلی:

برای محاسبه مقاومت ورودی که در مقابل ولتاژ تفاضلی v_{id} مشاهده خواهد شد از شکل زیر استفاده می‌شود:



در این شکل برای سادگی نسبت مقاومت‌ها بصورت زیر انتخاب شده است:

$$R_3 = R_1 \quad , \quad R_4 = R_2$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

با توجه به اینکه ورودی‌های آپ امپ بصورت مجازی به هم وصل هستند خواهیم داشت:

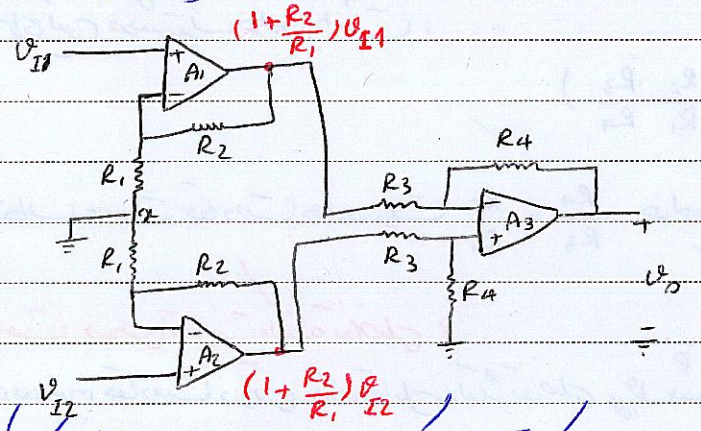
$$v_{id} = R_1 i_1 + 0 + R_1 i_1 \longrightarrow \boxed{R_{id} = 2R_1}$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

نکته: برای داشتن بهره بالا در این مدار باید R_1 کوچک شود که اینکار باعث کاهش مقاومت ورودی خواهد شد. این مشکل در مدار دیگری با نام تقویت کننده ابزاری حل شده است. (براساس رابطه بهره A_d)

تقویت کننده ابزاری:

مشکل کم بودن مقاومت ورودی تقویت کننده تفاضلی را می‌توان با استفاده از دو بافر حل کرد. بر این صورت که مطابق شکل زیر در طبقه اول دو بافر با مقاومت ورودی بالا سیگنال های ورودی را به طبقه دوم منتقل کرده و در طبقه دوم یک تقویت کننده تفاضلی با حذف مد مشترک، تفاضل آنها را تقویت می‌نماید.



در عمل می‌توان در طبقه اول هم به جای بافر خالی از یک تقویت کننده nonInverting استفاده کرد که با داشتن مقاومت ورودی بی نهایت، مقداری هم در تقویت سیگنال ورودی نقش داشته باشد.

مقدار ورودی طبقه دوم برابر است با:

$$(1+\frac{R_2}{R_1})(v_{I2}-v_{I1}) = (1+\frac{R_2}{R_1})v_{Id}$$

در نتیجه مقدار ولتاژ خروجی برابر خواهد بود با:

$$v_o = \frac{R_4}{R_3}(1+\frac{R_2}{R_1})v_{Id}$$

و بالاخره مقدار بهره تفاضلی برابر است با:

$$A_d = (\frac{R_4}{R_3})(1+\frac{R_2}{R_1})$$

مقدار کمیت مشترک نیز صفر است.

شبکه مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

معایب تقویت کننده ابزاری:

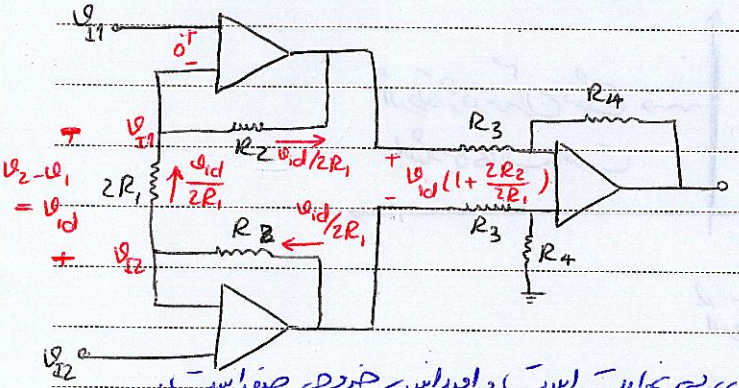
1) سیگنال مد مشترک در طبقه اول به همان نسبت سیگنال تفاضلی تقویت می‌شود. این کار علاوه بر اینکه می‌تواند باعث اشباع تقویت کننده‌ها شود باعث می‌شود تا مقدار CMRR کل تقویت کننده کمتر شود.

2) دو تقویت کننده موجود در طبقه اول باید دقیقاً مثل هم عمل کنند در غیر اینصورت خروجی آنها با هم تفاوت پیدا کرده و این اختلاف در طبقه دوم تقویت می‌شود که می‌تواند باعث خطای زیادی شود.

3) برای تغییر بهره باید مقدار دو مقاومت R_1 بطور همزمان تغییر کند که کار ساده‌ای نیست.

تقویت کننده ابزاری بهبود یافته:

با اعمال تغییر کوچکی در تقویت کننده ابزاری می‌توان ایرادات گفته شده را برطرف نمود. در این مدار اتصال زمین نقطه X حذف شده است.



$$v_o = \frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1)$$

$$A_d = \frac{v_o}{v_2 - v_1} = \frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

لکن مد مشترک صفر است. امپدانس ورودی بی‌نهایت است و امپدانس خروجی صفر است.
لکن تفاضلی را می‌توان با تنظیم R_1 تعیین کرد. معمولاً لکن را از طریق طبقه اول بدست آورده و طبقه دوم کار تقویت تفاضلی را انجام می‌دهد.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

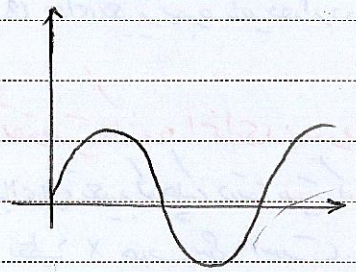
Subject:
Year. Month. Date. ( )

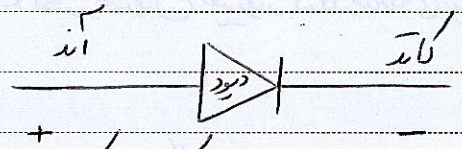
فصل سوم:

دیود:

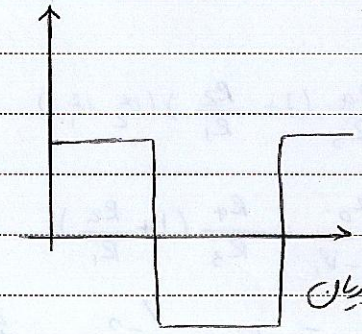
اغلب مدارهایی که در فصل قبلی با ترانزیستور کننده ها ساختیم به صورت خطی عمل می کردند. ولی در کاربردهای زیادی فقط توسط مدارهای غیرخطی قابل پیاده سازی هستند مثلاً تولید سیگنال dc از یک منبع تغذیه سینوسی و یا مدارات منطقی و حافظه ها.

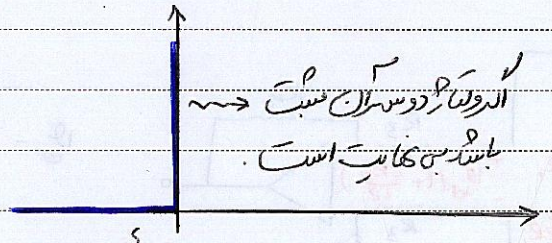
دیود دارای ۲ ترمینال (پایه) است و فرقی که با مقاومت دارد این است که یک المان غیرخطی است.





جریان به صورت قراردادی از مثبت به منفی حرکت می کند.

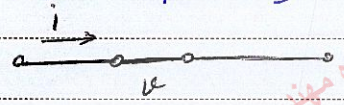




اگر ولتاژ دو سر آن مثبت باشد بی نهایت است.

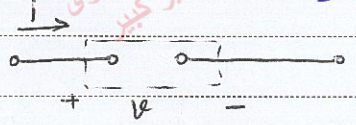
اگر ولتاژ منفی است جریان عبوری صفر است

اگر ولتاژ اعمالی به آند بیشتر از کاتد باشد دیود در گرایش مستقیم بوده و جریان از آن عبور خواهد کرد



$i > 0 \Rightarrow v = 0$

اگر ولتاژ اعمالی به آند کمتر از کاتد باشد دیود در گرایش معکوس بوده و به صورت قطع عمل خواهد کرد

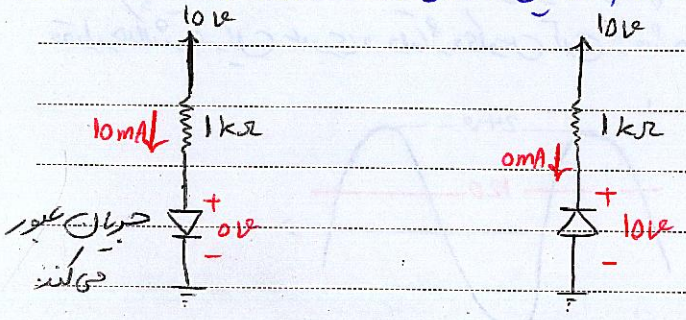


$v < 0 \Rightarrow i = 0$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

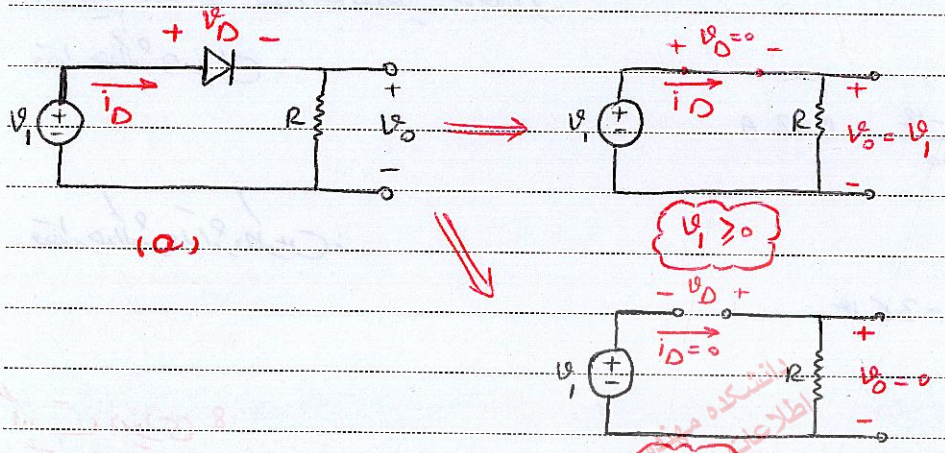
نکته: در عمل برای محافظت از دیود باید توسط مدارات جانبی جریان عبوری از دیود را وقتی که در حال هدایت است و همچنین مقدار ولتاژ معکوسی که هنگام گرایش معکوس در دو سر آن می افتد را محدود کرد وگرنه دیود آسیب خواهد دید.

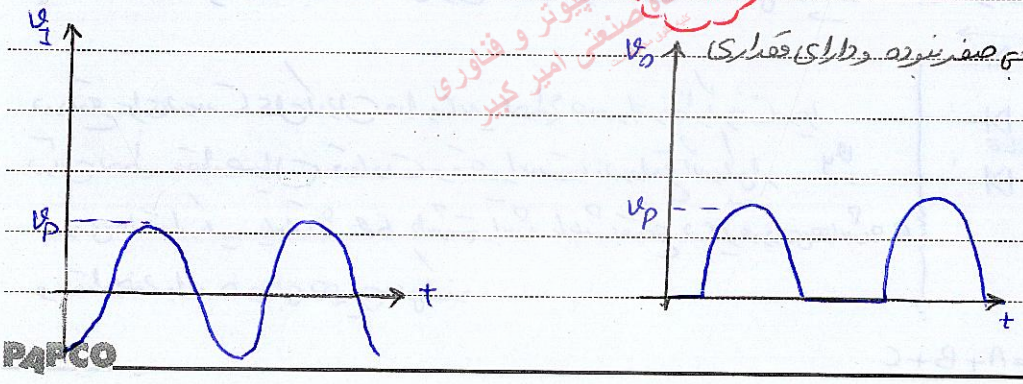


ولتاژ منفی است پس جریان صفر از آن عبور می کند و چون جریان قطع است کل ولتاژ ۱۰ ولت روی دیود می افتد.

کاربرد های دیود (یکسوسازی دیودی):

یکی از کاربرد های اصلی دیود در مدارات یکسوساز است. یک مدار ساده یکسوساز مطابق شکل زیر از یک دیود و یک مقاومت ساخته می شود. اگر این مدار ولتاژ سینوسی اعمال شود در طول سیکل مثبت دیود هدایت کرده و جریان را عبور می دهد. در سیکل منفی ولتاژ، دیود در گرایش منفی قرار گرفته و جریان را عبور نخواهد داد.



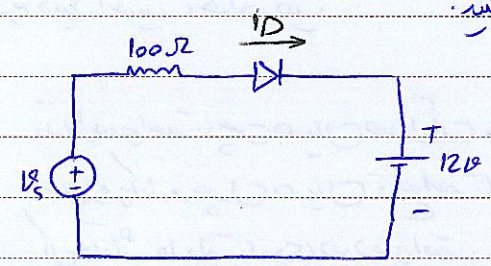


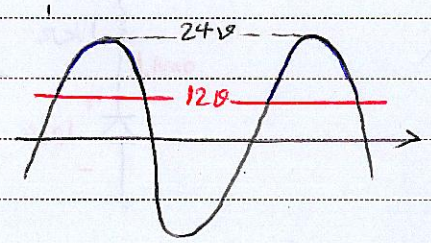
مقدار متوسط خروجی صفر نبوده و دارای مقداری DC خواهد بود.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال: مدار شکل زیر برای شارژ یک باتری ۱۲ ولت استفاده می‌شود. اگر منبع سیگنال یک ولتاژ سینوسی با مقدار پیک ۲۴ ولت باشد، مشخص کنید دیود چه مقدار از هر سیکل در حال هدایت است. همچنین مقدار حداکثر جریان عبوری و ولتاژ معکوس آن را مشخص کنید.





دیود وقتی هدایت می‌کند که ولتاژ دو سر آن مثبت باشد یعنی v_s از 12 ولت بیشتر باشد. لذا زاویه هدایت عبارت است از:

$$24 \sin\theta = 12 \rightarrow \theta_1 = 30 \,,\, \theta_2 = 150$$

$$150 - 30 = 120$$

در نتیجه با اندازه 120 درجه هدایت خواهد کرد.

مقدار حداکثر جریان:

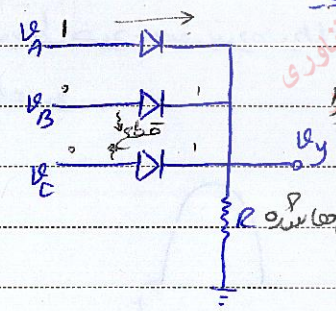
$$I_d = \frac{24-12}{100} = 0.12\ A$$

مقدار حداکثر ولتاژ معکوس:

$$24 + 12 = 36\ v$$

گیت دیودی:

با استفاده از دیود و مقاومت می‌توان برخی از مدارات منطقی را پیاده سازی نمود:

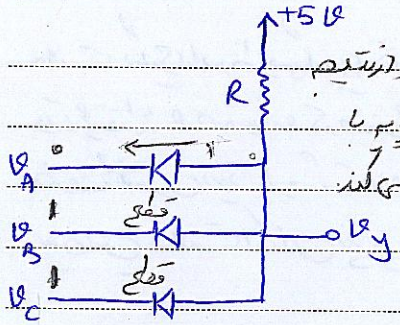


در واقع برای درست عمل کردن مدار باید لحظه صفر را در نظر گرفت زیرا در آن لحظه مقدار جریان متفاوت و متغیر است. در واقع اگر یکی از ورودی‌ها مقدار یک یا ولتاژ 5v داشته باشد باعث قطع سایر ورودی‌ها شده و مقدار خود را به خروجی تحمیل می‌کند.

$$Y = A + B + C$$

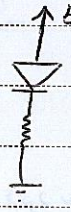
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )



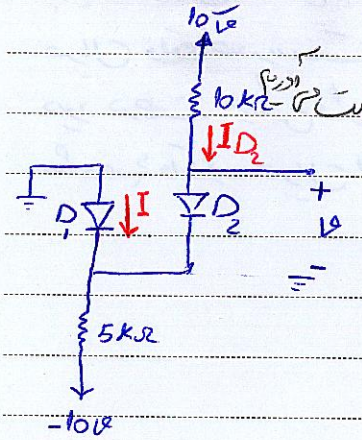
$Y = A.B.C$

بدلیل اختلاف پتانسیل مثبت در دیود اول هدایت آغاز می افتد و در نتیجه مقدار ولتاژ خروجی صفر می شود. مقدار صفر باعث عبور جریان از دیاپم با ورودی یک می شود و در نتیجه یک صفر، مقدار خود را به تعمیم تحمیل می کند.



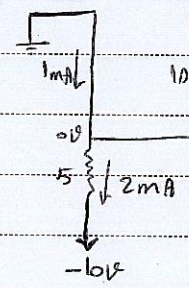
اگر مقاومت وجود نداشته باشد با وصل شدن دیود جریان به بی نهایت شده و باعث سوختن دیود می شود.

مثال: با فرض ایده آل بودن دیودها مقدار جریان I و ولتاژ V را بدست آورید.

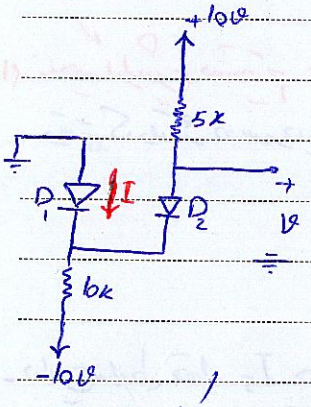


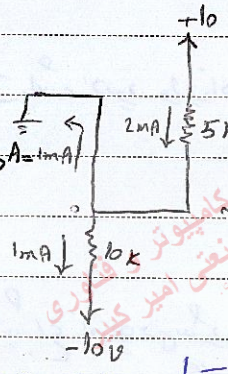
(a)

ابتدا فرض می کنیم هر دو دیود در حال هدایت هستند و مقادیر I و V را بدست می آوریم و در صورت سازگاری مدار فرض اولیه درست است.



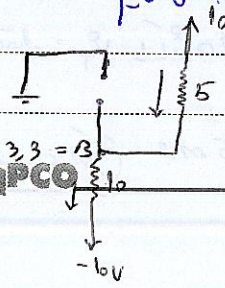
مقادیر بدست آمده سازگار است پس فرض درست است.





جریان A در جهت برعکس بوجود آمده است که این غیرمعقول است پس فرض هدایت کردن D_1 برداشته است.

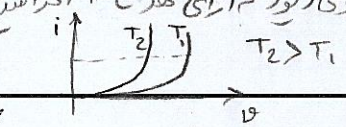
نکته: اگر در یک حالت ناسازگار بود بقیه حالت های قطع و هدایت را برای دیودها بررسی می کنیم (b)

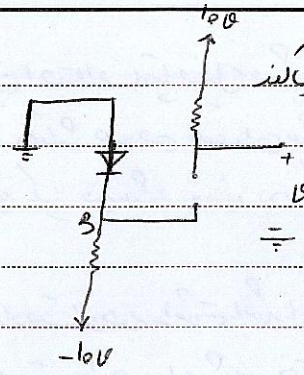


$I = \frac{10+10}{5+10} = 1.33\ mA$ $\quad V_B = -10 + 10 \times 1.33 = \boxed{3.3V}$

در نتیجه مقدار V_B برای حالت جاری سازگار است و $V_B = 3.3$ و $I = 0$ است.

نکته: در یک جریان دیود ثابت، افت ولتاژ روی دیود به ازای هر $1^\circ C$ افزایش دما، $2mV$ کاهش خواهد یافت.



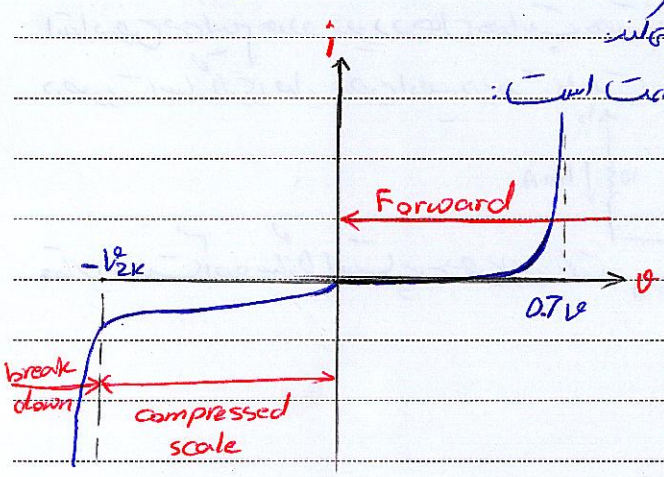


حالت دیگری را در نظر می‌گیریم که در شکل (b) D_2 قطع و D_1 هدایت کند. ولتاژ نقطه B صفر شده که صفر شدن B مانع قطع بودن D_2 می‌شود زیرا طرف N دیود با مثبت وجود دارد و جریان قابل عبور می‌کند. پس این حالت امکان پذیر نمی‌باشد.

مشخصه دیود واقعی:

یکی از دیود های مهم مورد استفاده، دیود پیوندی ساخته شده از سیلیکون است. که ایده آل نیست و باید دو سر آن حداقل اختلاف ولتاژ 0.7 داشته باشد تا بتواند هدایت کند. در جهت معکوس نیز جریان واقعاً صفر نیست و مقداری جریان عبور می‌کند. اگر اختلاف ولتاژ از V_{ZK}- بیشتر شود دیود در جهت برعکس شروع به عبور جریان می‌کند.

مشخصه ولتاژ- جریان این دیود دارای ۳ قسمت است:



۱) ناحیه گرایش مستقیم:

وقتی که ولتاژ دو سر دیود مثبت باشد دیود وارد ناحیه گرایش مستقیم می‌شود:

$$i = I_s(e^{v/nV_T} - 1)$$

می‌تواند ۱ یا ۲ باشد.

- در این رابطه مقدار I_s جریان اشباع نامیده می‌شود یعنی جریانی که در حالت معکوس عبور می‌دهد و در یک درجه حرارت ثابت مقداری ثابت خواهد بود (در حد $10^{-15}A$)
- مقدار V_T ولتاژ حرارتی نامیده می‌شود و از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

$k = 1.38 \times 10^{-23}$ = ثابت بلتزمن

T → دمای مطلق برحسب کلوین (دمای برحسب $^\circ C$ + 273)

q → مقدار بار الکترون ($1.6 \times 10^{-19} C$)

در دمای اتاق $V_T \simeq 25 mV$

PAPCO

انجمن دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

به ازای هر ۱۰ افزایش دما جریان دیود ۲ برابر می‌شود.

Subject:
Year. Month. Date. ( )

اگر جریان دیود به اندازه کافی بزرگ باشد $i \gg I_S$ می‌توان رابطه جریان را به صورت زیر نوشت:

$$i \simeq I_S e^{v/nV_T}$$

در نتیجه ولتاژ دو سر دیود به صورت زیر خواهد بود:

$$v = nV_T \ln \frac{i}{I_S}$$

وقتی که ولتاژ دو سر دیود کمتر از 0.5 ولت باشد، جریان دیود بسیار کم خواهد بود. این ولتاژ cut-in voltage نامیده می‌شود. به خاطر رابطه نمایی بین ولتاژ و جریان با افزایش جریان ورودی ولتاژ در حدود 0.6 - 0.8 باقی خواهد ماند. در نتیجه برای دیودی که در حال هدایت است می‌توان فرض کرد که ولتاژ 0.7 در دو سر آن افت خواهد نمود.

2) ناحیه گراسیون معکوس:

وقتی ولتاژ دو سر دیود معکوس شود، دیود وارد ناحیه گراسیون معکوس می‌شود. اگر این ولتاژ منفی چندین بار از V_T (25 mV) کوچکتر باشد، مقدار جریان برابر را می‌توان به صورت زیر تقریب زد:

$$i \simeq -I_S$$

به عبارت دیگر جریان گراسیون معکوس ثابت و برابر با جریان اشباع می‌باشد. البته در عمل مقدار آن از جریان I_S خیلی بیشتر خواهد بود.

3) ناحیه شکست:

وقتی ولتاژ معکوس دو سر دیود از مقدار مشخصی که مقدار شکست نامیده می‌شود تجاوز کند دیود وارد ناحیه شکست می‌شود. در این ناحیه جریان به شدت زیاد می‌شود در حالیکه ولتاژ متناسب با آن فقط اندکی اضافه می‌شود. اگر اتلاف حرارتی دیود کنترل شود قرار گرفتن در این ناحیه ضرر نخواهد بود و از این خاصیت برای تنظیم ولتاژ و منابع ولتاژ می‌توان استفاده کرد.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

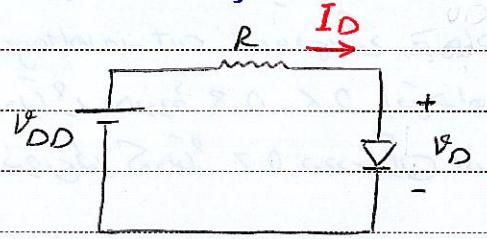
Subject:
Year. Month. Date. ( )

آنالیز مدارات دیودی در حالت غیرایده‌آل:

(I) آنالیز دقیق:

برای آنالیز دقیق دیود در یک مدار از مدل نمایی استفاده می‌شود. این مدل غیرخطی و برای استفاده مشکل است. در مدار شکل زیر با فرض اینکه V_{DD} از 0.5 بیشتر باشد تا اینکه دیود در حال هدایت قرار گیرد، جریان دیود از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$I_D = I_S e^{V_D/nV_T}$$

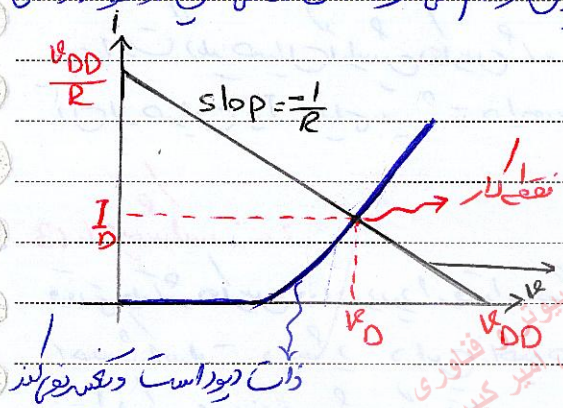


$$\begin{cases} I_D = I_S e^{V_D/nV_T} \\ V_{DD} = R I_D + V_D \end{cases}$$

این دو معادله دو مجهول را می‌توان از دو طریق گرافیکی و تکراری حل کرد.

① آنالیز گرافیکی مدل نمایی:

برای آنالیز گرافیکی، دو معادله فوق در نمودار ولتاژ-جریان رسم می‌شوند. محل تلاقی این دو نمودار راه‌حل مسئله خواهد بود.



با تغییر مقاومت شیب خط و در نتیجه مقادیر I_D و V_D تغییر می‌کند.

پیدا کردن نقطه‌ی تلاقی در همه‌ی معادلات ساده نیست.

دانشکده مهندسی برق و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

② حل به روش تکرار:

پاسخ معادلات فوق را می‌توان به روش تکرار حل نمود:

مثال: اگر در شکل قبل مقدار $V_{DD}=5V$ و $R=1k\Omega$ باشد و همچنین اگر جریان دیود در ولتاژ 0.7 برابر با 1mA بوده و افت ولتاژی برابر با 0.1V در هر دهه از تغییر جریان داشته باشد، مقدار I_D و V_D را مشخص کنید.

با فرض $V_d=0.7$ خواهیم داشت:

$$I_D=\frac{V_{DD}-V_D}{R}=\frac{5-0.7}{1}=4.3\ mA$$

$$V_2-V_1=2.3\,nV_T\log\frac{I_2}{I_1}\qquad (I)$$

تبدیل ln به log بدست می‌آید

تغییر V به ازای تغییر جریان / decade

$V_1=0.7\ V$, $I_1=1mA$ | $V_2=?$, $I_2=4.3mA$

$2.3nV_T=0.1 \xRightarrow{(I)} V_2=0.763\ V$

با استفاده از این مقدار جدید برای ولتاژ دیود دوباره روش فوق را داریم

$$I_D=\frac{5-0.763}{1}=4.237 \Longrightarrow V_2=0.763+0.1\log\left[\frac{4.237}{4.3}\right]=0.762V$$

با تکرار بیشتر مقادیر فوق تغییر چندانی نخواهد نمود:

$I_D=4.237\ mA$

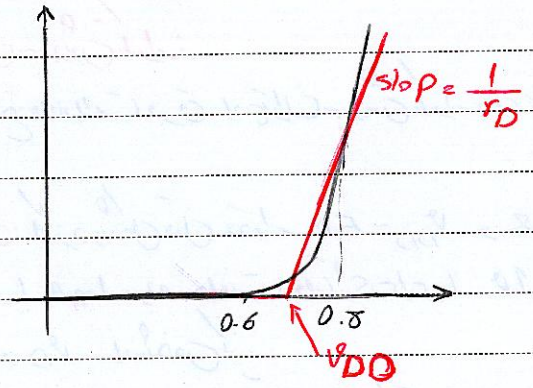
$V_D=0.762\ V$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی

(II) آنالیز سریع:

در مواقع زیادی آنالیز دقیق به روش تکراری بسیار وقت گیر خواهد بود. در چنین مواقعی می‌توان از یک روش سریع اما با دقت کمتری استفاده کرده و سپس از ارزیابی نتیجه در صورت نیاز به آنالیز دقیق پرداخت. یک راه حل تخمین زدن مشخصه دیود با یک نمودار خطی است. این مشخصه را می‌توان با دو خط یکی با شیب صفر و دیگری با شیب $1/r_D$ تقریب زد.

PAPCO



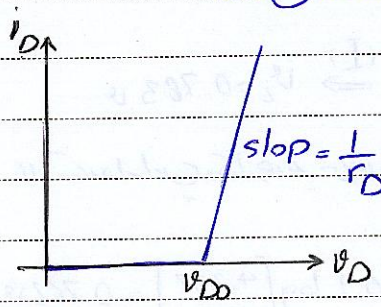
تقریب خطی مشخصه دیود:

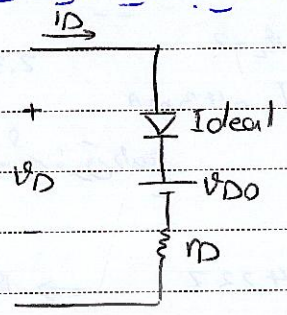
در تقریب خطی مشخصه دیود را می‌توان به صورت زیر نشان داد:

$i_D = 0 \qquad v_D \leq v_{DO}$

$i_D = (v_D - v_{DO})/r_D \qquad v_D \geq v_{DO}$

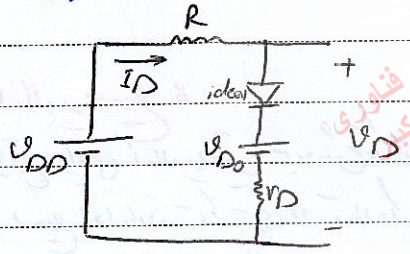
چنین مدلی را می‌توان با ترکیب یک دیود ایده‌آل و یک مقاومت نشان داد:





مثال: مثال قبل را به روش تقریب خطی دیود حل کنید. از مقادیر زیر استفاده کنید:

$v_{D_0} = 0.65 \quad , \quad r_D = 20\,\Omega$



$$I_D = \frac{v_{DD} - v_{DO}}{R + r_D} = \frac{5 - 0.65}{1 + 0.02} = 4.26\ mA$$

$$v_D = v_{DO} + I_D r_D$$

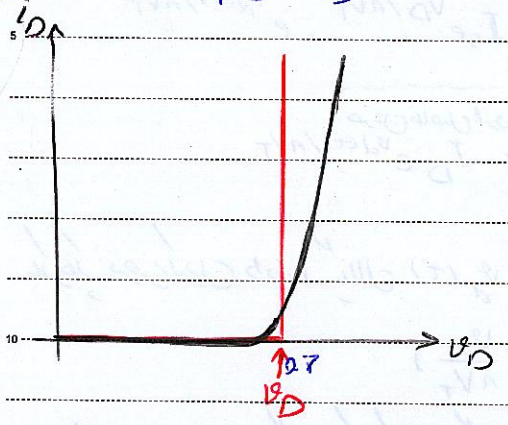
$$= 0.65 + 4.26 \times 0.02 = 0.735\ v$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

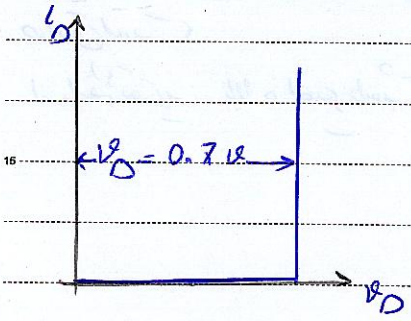
Subject:
Year. Month. Date. ( )

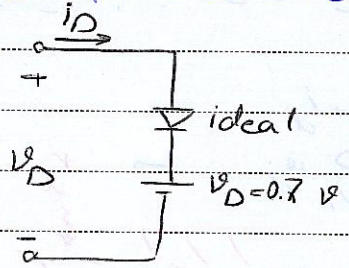
مدل افت ولتاژ ثابت:

یک مدل بسیار ساده تر که در شکل زیر نشان داده شده است، مشخصه دیود ایده آل را با دو خط جایگزین می کند: یکی با شیب صفر و دیگری با شیب بی نهایت.
این مدل شبیه به مدل ایده آل است با این تفاوت که در حالت گرایش مستقیم افت ولتاژی برابر با 0.7 ولت در دو سر دیود در نظر می گیرد.



مثال: مثال قبل را با مدل افت ولتاژ ثابت حل کنید.

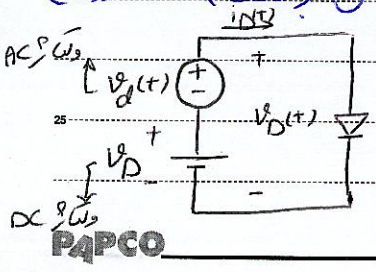




$v_D = 0.7$ $\qquad I_D = \frac{v_{DD} - 0.7}{R} = \frac{5 - 0.7}{1} = 4.3\ mA$

مدل سیگنال کوچک:

در بعضی موارد یک سیگنال کوچک ورودی ac با مقدار DC ورودی جمع می شود. بهترین مدل دیود برای این حالت یک مقاومت است که مقدار آن برابر عکس شیب خط مماس بر مشخصه $i-v$ در نقطه کار است. مدل مدار در این حالت به صورت زیر است:



$n = 2$

$$I_D = I_S e^{\frac{v_D}{nV_T}}$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Month. Date. ( )

جریان گذرنده از دیود

$$v_D(t) = V_D + v_d(t) \Rightarrow i_D(t) = I_S e^{v_D(t)/nV_T}$$

$$= I_S e^{(V_D + v_d)/nV_T}$$

$$= \underbrace{I_S e^{V_D/nV_T}}_{I_D = DC \text{ جریان حاصل از ورودی}} \cdot e^{v_d(t)/nV_T}$$

$$= I_D e^{v_d(t)/nV_T}$$

با کوچک فرض کردن دامنه سیگنال $v_d(t)$ به صورت زیر خواهیم داشت:

$$\frac{v_d}{nV_T} \ll 1 \Rightarrow i_D(t) \simeq I_D\left(1 + \frac{v_d}{nV_T}\right)$$

به رابطه بالا تقریب سیگنال کوچک می‌گویند. این رابطه برای سیگنال هایی که دامنه آنها کمتر از 10mV صادق است.

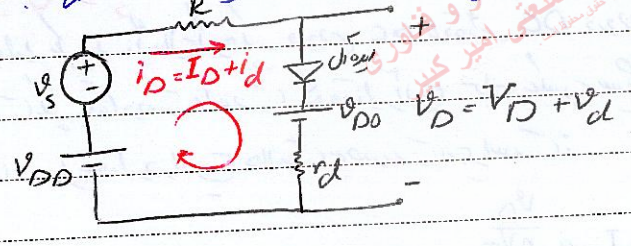
از رابطه تقریب بالا خواهیم داشت:

$$i_D = I_D + i_d$$

$$i_d = \frac{I_D}{nV_T} v_d \Rightarrow r_d = \frac{nV_T}{I_D}$$

مقاومت سیگنال کوچک دیود

بر اساس مدل دیود برای ولتاژ ثابت می‌توان نتیجه گرفت که زمانی که ولتاژ ورودی ترکیبی از ولتاژ DC و AC است با جدا کردن این دو ولتاژ و مدل کردن دیود با منبع ولتاژ و مقاومت برای ورودی DC و تحلیل سیگنال AC با حذف همه منابع ولتاژ DC و جایگزین کردن دیود با مقاومت r_d بدست می‌آید.



$v_D = V_D + v_d$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$v_{DD} + v_s = i_D R + v_{D0} + i_D r_d$$

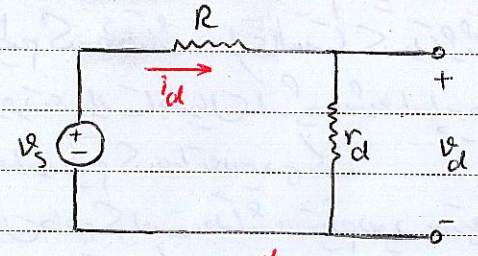
$$= (I_D + i_d) R + v_{D0} + (I_D + i_d) r_d$$

$$= I_D R + (v_{D0} + I_D r_d) + i_d (R + r_d)$$

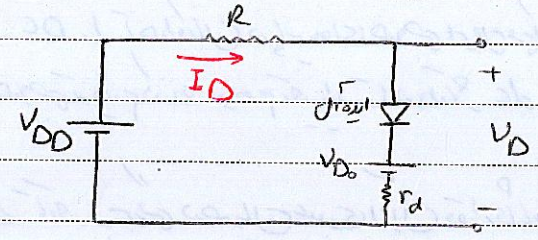
$$= I_D R + V_D + i_d (R + r_d)$$

سیگنال AC : $v_s = i_d (R + r_d)$

و تاژ DC : $v_{DD} = I_D R + V_D$

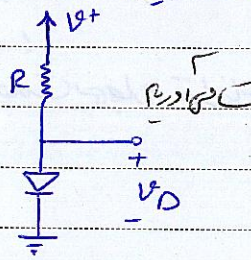


سیگنال AC

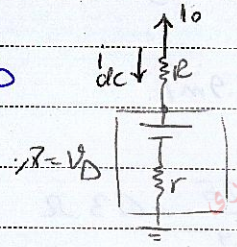


و تاژ DC

مثال: مدار نشان داده شده در شکل را برای $R = 10\,k\Omega$ در نظر بگیرید. منبع تغذیه V^+ دارای مقدار dc، $10\,V$ است که روی آن سیگنال سینوسی 60 هرتز با نوک دامنه $1\,V$ قرار گرفته است. ولتاژ dc دیود و موج سیگنال سینوسی ظاهر شده روی آن را محاسبه کنید. فرض کنید دیود دارای $0.7\,V$ افت در جریان $1\,mA$ است و $n=2$



ابتدا تنها مقادیر DC را در نظر گرفته داریم: $v_D \approx 0.7\,V$ سپس جریان dc را بدست می‌آوریم



$$I_D = \frac{10 - 0.7}{10} = 0.93\,mA$$

از آن جایی که این مقدار بسیار نزدیک به $1\,mA$ است، ولتاژ دیود می‌تواند بسیار نزدیک به مقدار $0.7\,V$ فرض شود. در این نقطه کار مقاومت افزایشی دیود r_d برابر است با

$$r_d = \frac{n V_T}{I_D} = \frac{2 \times 25}{0.93} = 53.8\,\Omega$$

کتابخانه مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

ولتاژ سیگنال نوک تا نوک روی دیود در حالت ac از طریق رابطه زیر بدست می آید:

$$v_{d\,pp} = 2\frac{r_d}{r_d+R} = 2\,\frac{0.538}{10+0.538} = 10.7\,mV$$

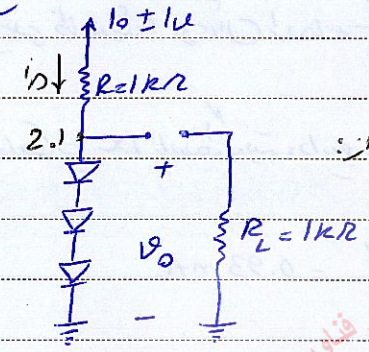
در نتیجه نوسان تغییرات ولتاژ خروجی برابر است با $\pm 5.35\,mV$ از آن جا که این تغییرات کمتر از $10\,mV$ است استفاده از مدل سیگنال کوچک مقدور می باشد.

استفاده از افت ولتاژ مستقیم دیود در تنظیم کننده ولتاژ (رگولاتور)

تنظیم کنندهٔ ولتاژ، مداری است که ولتاژ ثابت DC را تا حد امکان در پایه های خروجی اعمال می کند. حتی با وجود تغییرات جریان کشیده شده از پایه های خروجی تنظیم کننده و هم تغییرات در ولتاژ dc منبع تغذیه ای که مدار تنظیم کننده را تغذیه می کند.

از آن جایی که افت ولتاژ مستقیم دیود، حتی در صورت تغییر بزرگی در جریان عبوری از آن مقداری ثابت در حدود $0.7\,V$ است، یک دیود با بایاس مستقیم می تواند یک تنظیم کننده ولتاژ باشد.

مثال: در مدار شکل زیر مجموعه ای از سه دیود برای تولید ولتاژ ثابت $2.1\,V$ استفاده شده است. می خواهیم درصد تغییرات این ولتاژ تنظیم شده را برای عوامل زیر محاسبه کنیم. الف) ۱۰٪ تغییر در ولتاژ منبع تغذیه ب) اتصال یک مقاومت بار $1\,k\Omega$ $(n=2)$



الف)

در حالت بی بهاری مقدار نامی جریان در مجموعه دیودها عبارت است از:

$$I = \frac{10-2.1}{1} = 7.9\,mA$$

$$r_d = \frac{nV_T}{I} = \frac{2\times 25}{7.9} = 6.3\,\Omega$$

$$r = 3r_d = 18.9\,\Omega$$

۳ دیود وجود دارد

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

جریان تغییرات ولتاژ خروجی به ازای سیگنال ac ورودی برابر است با:

$$\Delta v_o = 2\frac{r}{r+R} = 2\frac{0.189}{0.189+1} = 37.1\ mv$$

$\Rightarrow \pm 1$ با تغییر ولتاژ منبع : $\pm 18.5\ mv$ تغییرات ولتاژ $\rightsquigarrow \frac{\pm 18.5}{3} = \pm 6.2$ تغییرات به ازای یک دیود

چون این مقدار از 10mv کمتر است پس استفاده از مدل سیگنال کوچک درست بوده است.

با وصل کردن مقاومت 1kΩ جریانی که وارد این شاخه می‌شود حدود 2.1mA است که همین مقدار جریان از شاخه دیود کم می‌شود پس جریان تغییرات ولتاژ روی دیودها برابر است با:

$$\Delta v_o = -2.1 \times r = -2.1 \times 18.9 = -39.7\ mv$$

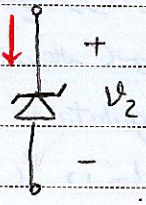
تغییرات به ازای یک دیود 13.2mv است که چون این مقدار از 10mv بیشتر است پس استفاده از مدل سیگنال کوچک اشتباه است.

با استفاده از محاسبات دقیق تغییرات ولتاژ با استفاده از مدل نمایی مقدار $\Delta v_o = -35.5$ خواهد بود که تفاوت چندانی با مقدار آمده با استفاده از مدل اختلاف ندارد.

دیود زنر:

شکست بهمن جریان در ناحیه شکست دیود و تغییر بسیار کم ولتاژ در این ناحیه باعث می‌شود تا بتوان از دیود در ناحیه شکست به عنوان رگولاتور ولتاژ استفاده شود.

دیود زنر دیودی است که طراحی شده تا در ناحیه شکست کار کند. در بایس‌های معمولی این دیود کاتد به ولتاژ بالاتری نسبت به آند وصل می‌شود در نتیجه جریانی مطابق شکل از آن عبور خواهد کرد.



PAPCO

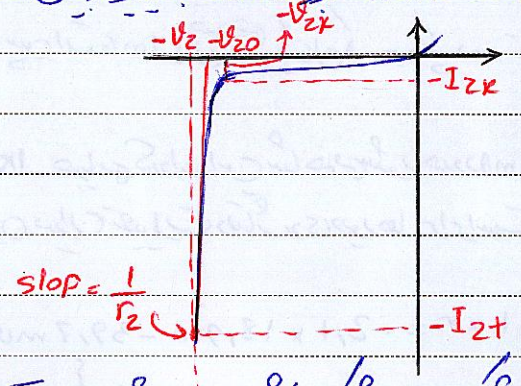
Subject:
Year. Month. Date. ( )

دیود در ناحیه شکست:

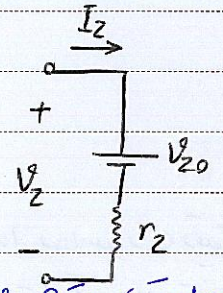
مطابق منحنی ولتاژ - جریان دیود، وقتی که جریان معکوس دیود از مقدار I_{ZK} بیشتر می‌شود این منحنی تقریباً به صورت یک خط است درمی‌آید.

معمولاً هر دیود زنر برای یک ولتاژ بخصوص طراحی می‌شود مثلاً دیود زنر 6.8 در ولتاژ معکوس 6.8 ولت جریان معکوس 10mA را از خود عبور خواهد داد با تغییر جریان مقدار ولتاژ دو سر دیود نیز تغییر خواهد نمود

$\Delta V = r_Z \Delta I$



مدل دیود در ناحیه شکست در شکل نشان داده شده است:



$$V_Z = V_{Z0} + r_Z I_Z$$

مقاومت r_Z مقاومت دیود زنر در نقطه کار است که معمولاً بسیار کم و در حد چند اهم است. ولتاژ V_Z نیز معمولاً در حد چند ولت تا چند صد ولت در نظر گرفته می‌شود. برای هر دیود زنر مقدار توانی که می‌تواند تلف کند توسط سازنده تعیین می‌شود.

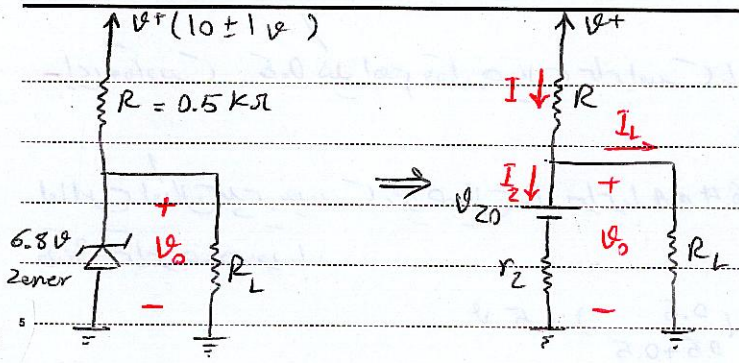
در این جا V_{Z0} نقطه‌ای را که خط راست با شیب $\frac{1}{r_Z}$ محور ولتاژ را قطع می‌کند، نشان می‌دهد. V_{Z0} معمولاً با V_{ZK} تفاوت بسیار کمی دارد برای همین در عمل این مقادیر مساوی هستند.

مثال: دیود زنر ۶٫۸ ولتی در مدار زیر دارای $V_Z = 6.8V$ ، $I_Z = 5mA$ ، $r_Z = 20\Omega$ ، $I_{ZK} = 0.2mA$ می‌باشد. الف) مقدار V_o در حالت بی‌باری چقدر است؟ ب) مقدار line regulation ($\Delta V_o / \Delta V^+$) چقدر است؟ ج) مقدار Load Regulation یا ($\Delta V_o / \Delta I_L$) تغییرات ولتاژ دو سر اتصال باری که 1mA جریان می‌کشد چقدر است؟ د) مقدار V_o برای بارهای 0.5K ، 2K هم چقدر است؟ هـ) مقدار حداقل R_L برای اینکه دیود در ناحیه زنر باقی بماند چقدر است؟

تهیه و تنظیم گروه کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی شریف

Subject:

Year. Month. Date. ( )



$v_Z = 7.8$, $I_Z = 5mA$ $\xrightarrow{v_Z = v_{Z0} + r_Z I_Z}$ $7.8 = v_{Z0} + 20 \times 5 \times 10^{-3} \Rightarrow \boxed{v_{Z0} = 7V}$

الف) با نوشتن KVL در مدار یکسو جریان داریم:

$$I_Z = I = \frac{v^+ - v_{Z0}}{R + r_Z} = \frac{10 - 7V}{0.5 + 0.02} = 7.3\Omega \ mA$$

$$v_o = v_Z + I_Z r_Z = 7V + 7.3\Omega \times 0.02 = 7.83 \ v$$

ب) برای تغییرات $\pm 1v$ در v^+ تغییر ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\Delta v_o = \Delta v^+ \frac{r_Z}{R + r_Z} = \pm 1 \times \frac{20}{500 + 20} = \pm 38.5 \ mv$$

$$\text{line regulation} = \frac{\Delta v_o}{\Delta v^+} = \frac{\pm 38.5}{\pm 1} = 38.5$$

ج) وقتی که بار جریان 1mA را بکشد جریان زنر چین اندازه کم خواهد شد.

$$\Delta v_o = r_Z \Delta I_Z = 20 \times -1 = -20 \ mv$$

$$\text{Load regulation} = \frac{\Delta v_o}{\Delta I_L} = -20 \ mV/mA$$

د) برای بار 2k مقدار تقریبی جریان برابر است با:

$$I = \frac{\Delta v}{R} = \frac{7.8}{2k} = 3.4 \ mA$$

این جریان از زنر کم می‌شود لذا:

$$\Delta v_o = r_Z \Delta I_Z = 20 \times -3.4 = -68 \ mv$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

برای مقاومت 0.5 کیلو اهم مقدار جریان برابر است با:

$$6.8/0.5 = 13.6\ mA$$

اما این امکان پذیر نیست زیرا جریان R برابر با 6.4 mA است. در این صورت از ترانزیستور بوده و مقدار ولتاژ برابر خواهد بود با:

$$v_o = v^+ \frac{R_L}{R+R_L} = 10\left(\frac{0.5}{0.5+0.5}\right) = 5\ v$$

هـ) برای اینکه زنر در حالت شکست باقی بماند باید جریان آن از $I_Z = 0.2$ و ولتاژ آن از $v_{ZK} = 6.7$ کمتر نشود.

$$v_{Z0} - v_{ZK} \simeq 6.7\ v \qquad I_Z = I_{ZK} = 0.2\ mA$$

در این نقطه کمترین مقدار جریان (بدترین حالت) تأمین شده توسط R برابر است با:

$$\frac{9-6.7\ V}{0.5} = 4.6\ mA$$

در نتیجه جریان بار برابر است با:

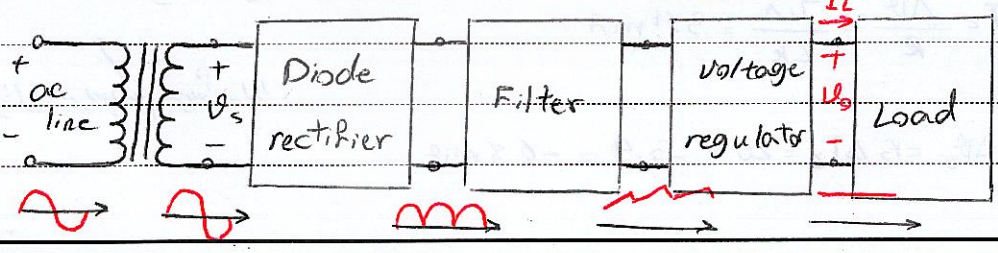
$$4.6 - 0.2 = 4.4\ mA$$

$$R_L = \frac{6.7\ V}{4.4} \simeq 1.5\ k\Omega$$

مدارات یکسوساز:

اصلی‌ترین کاربرد دیود در مدارات یکسوساز است. در این مدار با استفاده از یک ترانسفورماتور برق شهر تا حد لازم کاهش داده می‌شود. با انتخاب نسبت دور مناسب برای مدل طراحی می‌تواند ولتاژ خط را به مقدار لازم برای خروجی منبع برساند. برای نمونه، ولتاژ ۸ v معمولاً برای خروجی dc در حدود 5 v لازم است. این کار را می‌توان با نسبت دور 1:15 انجام داد.

ترانسفورمر علاوه بر کاهش ولتاژ، مدارات دو طرف را از لحاظ الکتریکی نیز عایق می‌کند که خطر برق گرفتگی در طرف مصرف کننده را کاهش می‌دهد.

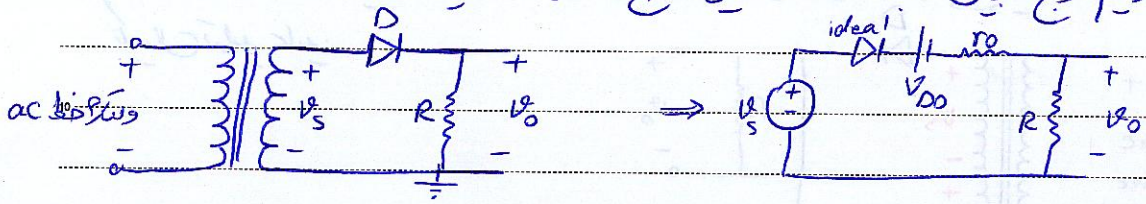


دانشگاه صنعتی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

خروجی ترانسفورمر به یک مدار یکسوساز دیودی وصل می‌شود که ولتاژ AC را به dc تبدیل می‌کند. اگرچه خروجی یکسوساز دیودی DC است اما دارای نوسان زیادی است که برای مدارات الکترونیکی مناسب نیست. برای کاهش این نوسان از یک مدار فیلتر استفاده می‌شود.
معمولاً خروجی فیلتر دارای نوسان اندکی است که ripple می‌شود. برای حذف آن از یک مدار رگولاتور استفاده می‌شود.

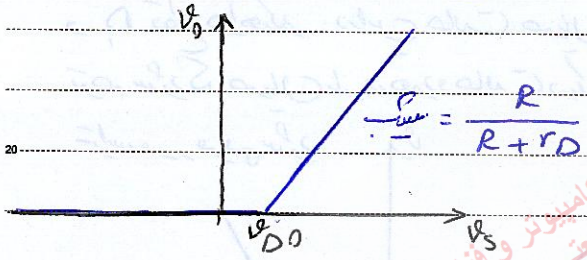
یکسوکننده نیم موج:

یکسوساز نیم موج جریان را برای نصف سیکل موج ورودی هدایت می‌کند.



$$\begin{cases} v_o = 0 & v_s < v_{D0} \\ v_o = \dfrac{R}{R+r_D} v_s - v_{D0}\dfrac{R}{R+r_D} & v_s \geq v_{D0} \end{cases}$$

مشخصه انتقال تعیین شده توسط این معادلات در شکل زیر رسم شده است در اغلب کاربردها $r_D \ll R$ و در این معادله می‌تواند به صورت زیر ساده شود.

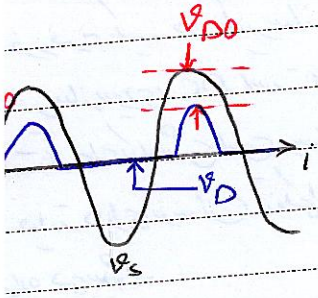


دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

در انتخاب دیود برای یکسوسازی، دو مؤلفه مهم باید مشخص شود: ۱- قابلیت تحمل جریان لازم دیود که توسط بزرگترین جریانی که ممکن است عبور داده شود تعیین می‌گردد و نوک ولتاژ معکوس (PIV) که دیود باید بدون شکست تحمل کند توسط بزرگترین ولتاژ معکوس که انتظار داریم روی دیود ظاهر شود تعیین می‌گردد.

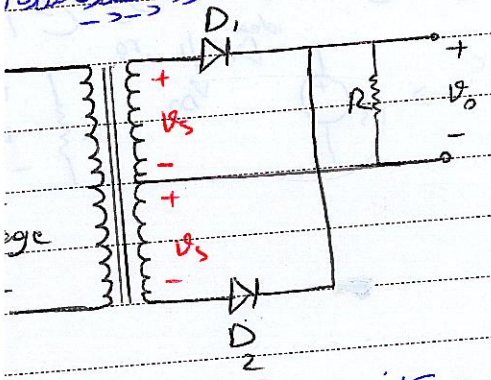
$$PIV = v_s$$

Date. ( )



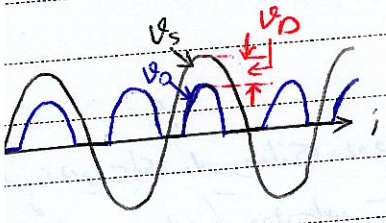
یکسوساز تمام موج:

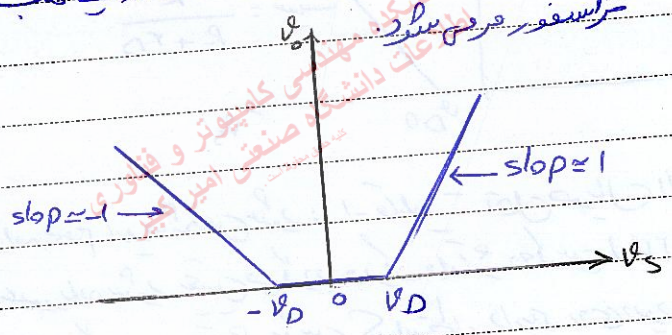
این مدار در هر دو نیم موج سینوسی هدایت می‌کند. برای ایجاد ولتاژ DC باید جریان یکسان تولید نماید. در این مدار از ترانسفورمری استفاده می‌شود که طوری پیچیده شده علامت داده شود.



وقتی که ورودی مثبت است هر دو سیگنال خروجی ترانسفورمر مثبت هستند در نتیجه D_2 قطع خواهد کرد. در نتیجه جریان D1 همانند یک یکسوساز نیم موج دارد. وقتی ورودی منفی می‌شود هر دو سیگنال خروجی ترانسفورمر نیز منفی شده در نتیجه D_1 قطع خواهد کرد. در این حالت جریان D_2 دارد بار می‌شود.

توجه شود که جریان بار در هر دو حالت در یک جهت جریان داشته و از طریق مقاومت ترانسفورمر عبور می‌شود.





دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

اگر افت ولتاژ دیود v_D باشد در این صورت منحنی مشخصه تبدیل یکسوساز تمام موج بصورت بالا خواهد بود.

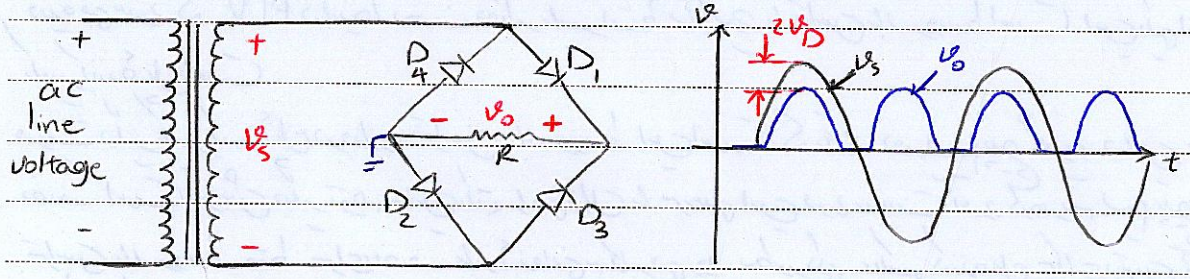
نکته: برای یافتن PIV دیودها در این حالت وقتی که D_1 هدایت می‌کند D_2 قطع است (نیم سیکل مثبت) ولتاژ دو سر کاتد D_2 v_o است و در آند آن $-v_s$ است بنابراین با بایس معکوس D_2 هنگامی در حداکثر است که v_o در مقدار نوک $(v_s - v_{D_0})$ و v_s در مقدار نوک v_s باشد:

$$PIV = 2v_s - v_{D_0}$$

که تقریباً دو برابر مقداری است که برای حالت یکسوکننده نیم موج داشتیم.

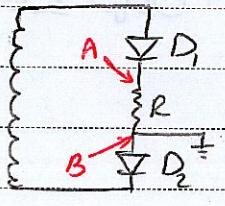
یکسوساز پل:

یک مدار دیگر برای یکسوساز تمام موج، مدار پل است که در آن به جای یک ترانسفورمر با سر وسط از یک ترانسفورمر معمولی استفاده می‌شود. افت در مقابل به 4 دیود نیاز دارد.



در سیکل مثبت ورودی v_s نیز مثبت است و D_1 هدایت کرده و جریان را از طریق R و D_2 عبور می‌دهد در این حالت D_3 و D_4 قطع خواهند بود.

نکته: چون دو دیود در مسیر جریان قرار دارند، خروجی به اندازه افت دو دیود از v_s کمتر خواهد بود.



positive cycle

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در سیکل منفی ورودی، v_s نیز منفی بوده و D_3 هدایت کرده و جریان را از طریق R و D_4 عبور می‌دهد. در این حالت D_1 و D_2 قطع خواهند بود. جریان بار در هر دو سیکل در یک جهت هدایت خواهد کرد در نتیجه خروجی دارای مقدار dc مثبت خواهد بود.

برای بدست آوردن ولتاژ معکوس (PIV) هر دیود مدار را در نیم سیکل مثبت در نظر بگیرید. ولتاژ معکوس روی D_3 را می‌توان از حلقه شکل گرفته توسط D_3، R، D_2 به صورت زیر بدست آورد:

$$v_{D_3}\ (\text{معکوس}) = v_o + v_{D_2}\ (\text{مستقیم})$$

در نتیجه حداکثر مقدار v_{D_3} در نوک v_o رخ می‌دهد و با رابطه زیر داده می‌شود:

$$PIV = v_s - 2v_{D_o} + v_{D_o} \Rightarrow PIV = v_s - v_{D_o}$$

دیده می‌شود که PIV در اینجا نصف مقدار یکسوکننده تمام موج با ترانس با سر وسط است. این یکی از مزایای یکسوکننده پل است.

مزیت دیگر یکسوکننده پل در مدار با ترانس با سر وسط این است که تعداد دور سیم پیچ ثانویه در این حالت نصف است. روش دیگر توجه به این نکته را می‌توان با بررسی این مورد بدست آورد که هر نیم سیم پیچ ثانویه ترانس با سر وسط فقط برای نصف بازه زمانی به کار می‌رود. به طور کلی، یکسوکننده پل پرکاربردترین آرایش مدار یکسوکننده است.

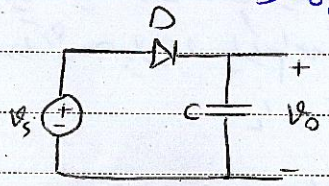
1) یک ترانسفورمر با سر وسط لازم ندارد
2) ولتاژ روشن شدن بالایی دارد ($2v_{D_o}$)
3) حداکثر ولتاژ معکوس آن $PIV = v_s - v_{D_o}$
4) در اکثر مدارات عملی از آن استفاده می‌شود
5) معمولاً می‌توان 4 دیود پل را در یک بسته بندی تهیه کرد.

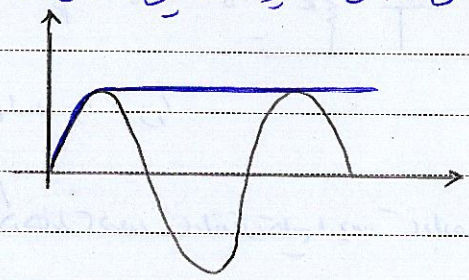
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری
دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

یکسوساز همراه با فیلتر خازنی:

برای کاهش تغییرات ولتاژ DC در خروجی یکسوساز می‌توان از یک خازن که با بار موازی است استفاده نمود. در شکل مقابل اگر دیود ایده‌آل باشد با افزایش ورودی، خروجی نیز زیاد می‌شود تا به مقدار پیک V_p برسد. با کاهش ورودی، دیود در گرایش معکوس قرار می‌گیرد و قطع می‌شود.

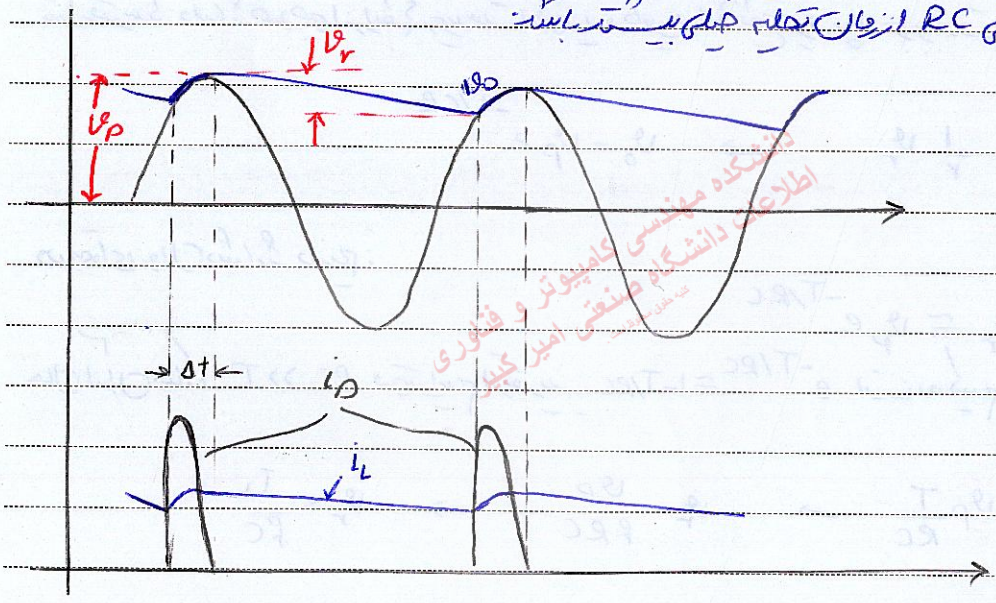




در مدار فوق چون مسیری برای خالی کردن خازن وجود ندارد، خروجی برابر با مقدار V_p شده و همانقدر باقی خواهد ماند.

اگر به مدار قبل مقاومت بار R وصل شود وقتی که دیود قطع می‌شود خازن از طریق مقاومت خالی خواهد شد این کار تا آنجا ادامه خواهد داشت که ورودی از مقدار باقی مانده ولتاژ خازن بیشتر شود. در این صورت دوباره دیود هدایت کرده و خازن را تا مقدار V_p شارژ خواهد کرد.

نکته: برای اینکه در زمانی که دیود قطع است خازن به طور کامل خالی نشود، خازن باید طوری انتخاب شود که ثابت زمانی RC از زمان تخلیه خیلی بیشتر باشد.

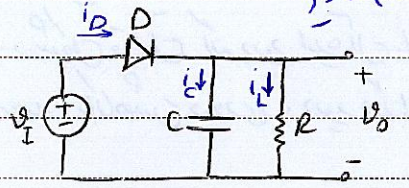


دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تحلیل فیلتر:

اگر $CR \gg T$ باشد (T پریود سیگنال ورودی باشد) داریم:



$i_L = \frac{v_o}{R}$ ⟶ زیرا در یک دوره زمان ورودی میزان تغییرات در ولتاژ و جریان بسیار کم است.

$$i_D = i_C + i_L = C\frac{dv_I}{dt} + i_L$$

دیود در مدت کوتاهی هدایت کرده و باری را که خازن در مدت بلندتر تخلیه از دست داده جبران می‌کند. دیود در t_1 هدایت و در t_2 قطع می‌شود.

$$v_o = (v_r - v_p)x - 1$$

ولتاژ ریپل تابعی از $CR \gg T$ است اگر مقدار v_r کوچک

اگر مقدار v_r کوچک باشد v_o تقریباً ثابت و برابر یک مقدار v_I است در نتیجه ولتاژ dc خروجی تقریباً برابر v_p است. بطریق مشابه، جریان i_L تقریباً ثابت است و مقدار متوسط dc آن با رابطه زیر بدست می‌آید:

$$I_L = \frac{v_p}{R}$$

مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید و حین بازه قطع دیود، v_o برابر است با:

$$v_o = v_p - \frac{1}{2}v_r \Rightarrow v_o = v_p e^{-t/CR}$$

کتابخانه مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

در انتهای زمان دشارژ داریم:

$$v_p - v_r \cong v_p e^{-T/RC}$$

حال از آن جائیکه $RC \gg T$ می‌توانیم از تقریب $e^{-T/RC} \cong 1 - T/RC$ استفاده کنیم

$$v_r \cong v_p \frac{T}{RC} \Rightarrow v_r = \frac{v_p}{fRC} \Rightarrow v_r = \frac{I_L}{fC}$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

با استفاده از شکل قبل اگر زمان هدایت را Δt در نظر بگیریم داریم:

$$(1)\quad v_p \cos(\omega \Delta t) = v_p - v_r$$

از آن جایی که $\omega \Delta t$ یک زاویه کوچک است می‌توانیم از تقریب زیر استفاده کنیم

$$(\omega \Delta t) \simeq 1 - \frac{1}{2}(\omega \Delta t)^2 \overset{(1)}{\Longrightarrow} \omega \Delta t \simeq \sqrt{2 v_r / v_p}$$

توجه کنید هنگامی که $v_r \ll v_p$، زاویه هدایت $\omega \Delta t$ کوچک خواهد بود همان طوری که فرض شده بود.

برای تعیین جریان متوسط دیود در حین هدایت i_{Dav}، باری را که دیود به خازن تغذیه می‌کند

$$Q_{\text{تغذیه شده}} = i_{Cav}\,\Delta t \qquad i_{Cav} = i_{Dav} - I_L$$

با باری که خازن در حین دشارژ از دست می‌دهد مساوی قرار می‌دهیم:

$$Q_{\text{از دست داده}} = C v_r$$

$$i_{Dav} = I_L\left(1 + \pi\sqrt{2 v_p / v_r}\right)$$

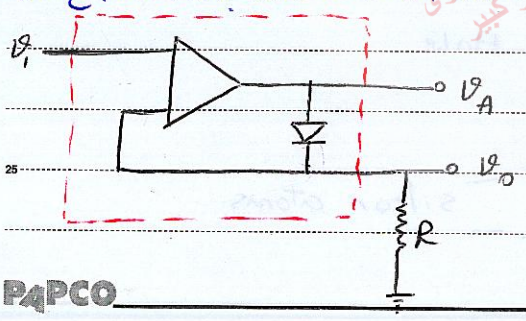
$$i_{Dmax} = I_L\left(1 + 2\pi\sqrt{2 v_p / v_r}\right)$$

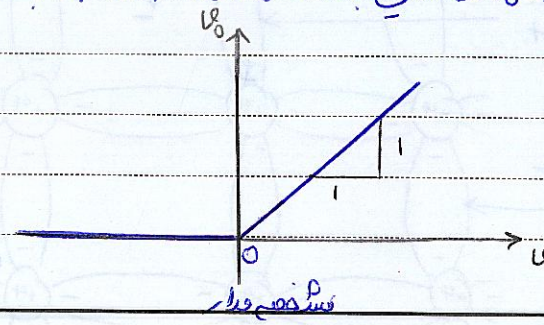
یکسوکننده دقیق: (سوپر دیود)

مدارات یکسوکننده‌ای که بررسی شد قادر نیستند سیگنال‌های کوچک را یکسو کنند زیرا تا ورودی ۰.۷ ولت دیود در حالت قطع خواهد بود.

در مدار زیر به محض اینکه ورودی مثبت می‌شود خروجی مثبت شده و دیود هدایت می‌کند و یک فیدبک منفی بین خروجی و ورودی منفی برقرار می‌شود. در واقع به محض اینکه ورودی از مقدار V_r تقسیم بر گین مدار باز آپ امپ بیشتر شود دیود شروع به هدایت خواهد نمود.

اگر ورودی منفی شود خروجی نیز منفی شده و دیود قطع می‌شود در نتیجه ولتاژ خروجی صفر شده و جریان بار نیز صفر می‌شود. این باعث می‌شود تا op Amp به صورت مدار باز کار کند و خروجی آن در اشباع منفی قرار گیرد.

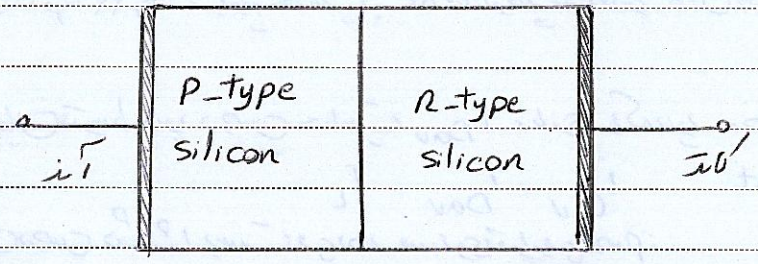




Subject:
Year. Month. Date. ( )

فیزیک دیود:

دیودهای نیم‌هادی از یک پیوند PN ساخته می‌شوند که از کنار هم قرار گرفتن یک نیم‌هادی نوع P با یک نیم‌هادی نوع N ساخته می‌شود. در عمل هر دو ناحیه P و N جزئی از یک قطعه سیلیکون هستند یعنی پیوند PN روی یک کریستال سیلیکون توسط تغییر ناخالصی ایجاد می‌شود.

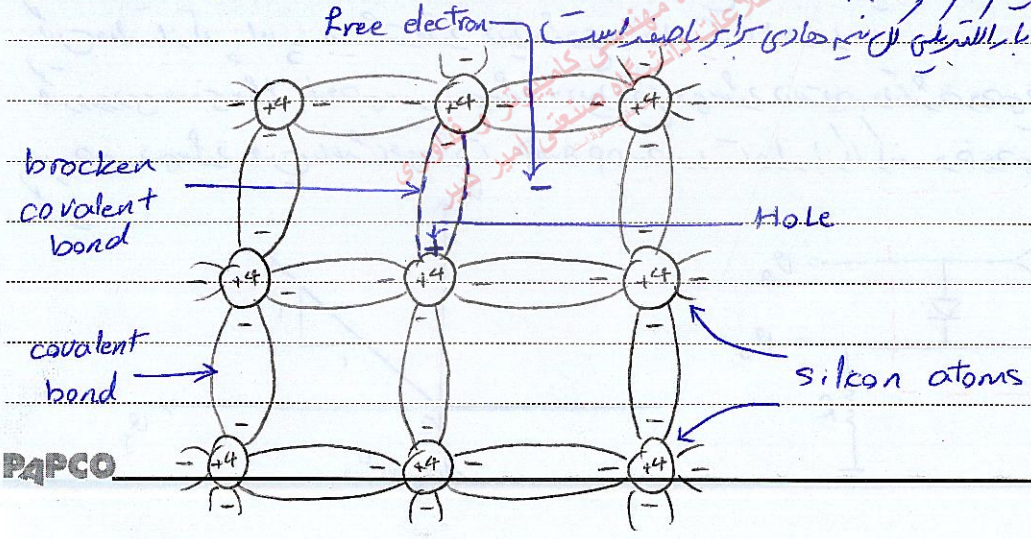


سیلیکون طبیعی:

سیلیکون طبیعی دارای یک ساختار شبکه‌ای است که در آن هر اتم سیلیکون توسط پیوندهای کووالانسی با چهار اتم دیگر پیوند برقرار می‌کند.

در دمای اتاق حرارت باعث می‌شود تا تعدادی از پیوندهای کووالانسی شکسته شده و الکترونهای آزاد بوجود آیند. وقتی یک پیوند کووالانسی شکسته می‌شود، یک الکترون اتم اصلی خود را ترک کرده آنچه که برجا می‌ماند یک اتم با بار مثبت است که آماده پذیرش یک الکترون است. این محل خالی یک حفره نامیده می‌شود. این حفره‌ها می‌توانند توسط الکترونی که از اتم دیگری جدا شده پر شوند. اینکار باعث می‌شود تا حفره در محل دیگری تشکیل شود. بدین ترتیب با جابجا شدن الکترونها حفره‌ها هم جابجا خواهند شد یعنی جریانی از حفره‌ها!

مقدار بار الکتریکی حفره برابر با بار الکترون اما مثبت است. در عمل تعداد حفره‌ها و الکترون‌های آزاد با هم برابر هستند لذا بار الکتریکی کل نیم‌هادی برابر با صفر است.



Subject:
Year. Month. Date. ( )

تولید و ترکیب (باز ترکیب):

الکترون های آزاد و حفره ها می توانند به صورت اتفاقی در کریستال سیلیکون حرکت کنند و در طی این عمل بعضی از الکترون ها برخی از حفره ها را پر می نمایند. این عمل را باز ترکیب می گویند و حاصل آن از بین رفتن الکترونها و حفره های آزاد است.

در حالت تعادل حرارتی فرایند باز ترکیب برابر فرایند تولید یا یونیزاسیون حرارتی است و بدین وسیله می توان تراکم الکترونهای آزاد n را که برابر تراکم حفره ها، p، است بدست آورد:

$$n = p = n_i$$

n_i برای نیمه هادی خالص از رابطه زیر حساب می شود:

انرژی شکاف باند = 1.12 eV

$$n_i^2 = BT\, e^{-E_G/kT}$$

دمای کلوین

ثابت بولتزمن 8.62×10^{-5} eV/K

پارامتر وابسته به ماده = برای 5.4×10^{31}

E_G کمترین انرژی مورد نیاز برای شکستن یک باند کووالانت است بنابراین یک جفت حفره و الکترون سیلیکون ایجاد می کند.

در دمای اتاق داریم:

$$(T \simeq 300\,K),\ n_i \simeq 1.5 \times 10^{10}$$

در دمای اتاق فقط یکی از هر میلیارد الکترون آزاد است.

الکترون و حفره بر مبنای دو پدیده در داخل نیمه هادی حرکت می کنند:

Diffusion: اگر تعداد الکترونها و حفره ها در بخش هایی از یک نیمه هادی برابر نباشد، الکترونها از جایی که بیشتر هستند به سمت محلی که الکترون کمتری دارد حرکت خواهند کرد. این پدیده نفوذ نامیده می شود که باعث جریانی به نام جریان نفوذی می گردد.

نیمه هادی خالص: تعداد حفره ها و الکترون های آزاد در آن با یکدیگر برابرند و در نتیجه جریان خالص در آن صفر است چون تعداد الکترون ها و حفره هایی که حرکت می کنند برابر است.

پدیده بالا به حالت توازن در نظر گرفته شد یعنی نیمه هادی خالص هیچ وقت اتفاق نمی افتد.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در نیم‌هادی شکل زیر با اعمال ناخالصی ترکیب حفره‌ها در طول نیم‌هادی به هم خورده است. وجود این ناپیوستگی باعث می‌شود تا جریانی از حفره در امتداد x بوجود آید. مقدار جریان با شیب پروفایل غلظت حفره‌ها مرتبط خواهد بود:

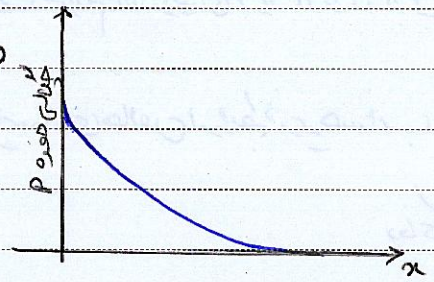
اندازه بار الکتریکی $= 1.6\times10^{-19}\,C$

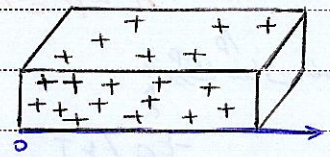
$$J_p = -qD_p\frac{dP}{dx}$$

شیب منفی تراکم افقی

ثابت انتشار یا نشر حفره

شدت جریان (جریان در واحد سطح عمود بر محور x ها)





انتشار الکترون از شیب تمرکز یک الکترون بدست می‌آید و رابطه چگالی جریان الکترون برابر است با:

$$J_n = qD_n\frac{dn}{dx}$$

شیب منفی است زیرا افزایش بار منفی باعث جریان منفی می‌شود.

ثابت انتشار الکترون

$D_n = 34\ cm^2/s$ $\qquad$ $D_p = 12\ cm^2/s$

پدیده drift:

drift یا رانش مکانیزم دیگری است که باعث بوجود آمدن جریان در داخل نیم‌هادی می‌شود. رانش ناقلها هنگامی اتفاق می‌افتد که یک میدان الکتریکی به نیم‌هادی اعمال می‌شود. الکترون‌ها و حفره‌ها در اثر این میدان شتاب گرفته و به سرعتی می‌رسند که سرعت رانش گفته می‌شود.
حفره‌ها در اثر میدان E در راستای آن به سرعتی برابر باز می‌رسند.

$$v_{drift} = \mu_p E$$

موبیلیتی یا جریان حفره‌ها (cm^2/ms) $\mu_p = 480\ cm^2/Vs$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی

Subject:
Year. Month. Date. ( )

جریان رانش:

اگر در یک نیم هادی چگالی حفره ها برابر با p و چگالی الکترونها برابر با n باشد و به این نیم هادی میدان الکتریکی E اعمال شود هر دو ناقل مجبور به حرکت خواهند شد، ناقلهای مثبت یا همان حفره ها در جهت میدان و ناقلهای منفی یا الکترونها در خلاف جهت آن است.

میدان این جریان برای حفره ها برابر است با:

$$J_{p\text{-}drift} = qp\mu_p E$$

اندازه بار الکتریکی — تعداد حفره ها

حفره ها در همان مسیر E (و سرعت $\mu_p E$) با سرعت $\mu_p E$ رانش خواهد یافت. یک بار مثبت با چگالی qp با سرعت $\mu_p E$ در مسیر E حرکت می کند.

و برای الکترونها داریم:

$$J_{n\text{-}drift} = qn\mu_n E$$

در نتیجه کل جریان حاصل از رانش برابر خواهد بود با:

$$J_{drift} = q(p\mu_p + n\mu_n)E$$

غلظت کل جریان رانش

افزودن ناخالصی به نیم هادی:

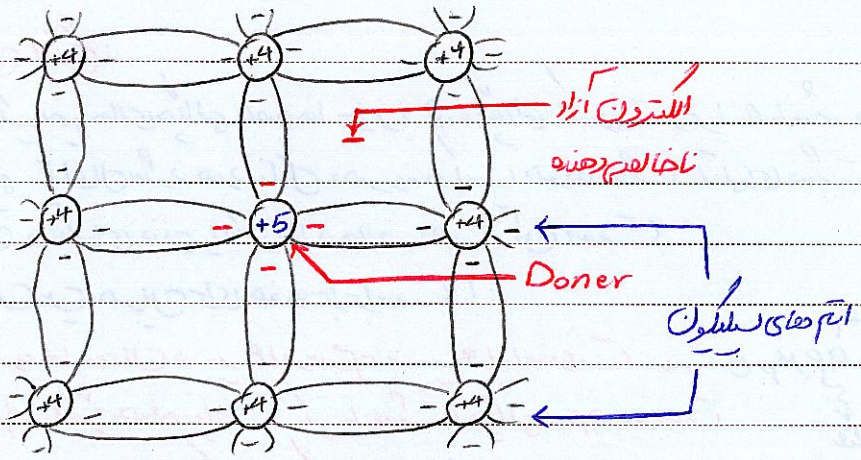
در یک نیم هادی خالص تعداد حفره ها و الکترونها برابر است. اما می توان با افزودن ناخالصی به نیم هادی این برابری را بهم زد.

یک نیم هادی ناخالص که تعداد الکترونهای آزاد آن بیشتر از حفره هاشون باشد n-type و نیم هادی با اکثریت حفره ها p-type نامیده می شود.

برای ساختن نیم هادی نوع n به سیلیکون یک ناخالصی مثل فسفر که از گروه 5 جدول تناوبی است اضافه می شود. با افزودن ناخالصی، اتم های فسفر جایگزین برخی از اتم های سیلیکون شده و هر یک با 4 اتم دهاور پیوند کووالانسی برقرار می کند اما فقط 4 الکترون لایه آخر آن در پیوند با 4 همسایه شرکت کرده و یک الکترون لایه آخر بصورت آزاد باقی می ماند که باعث تبدیل نیم هادی به نوع n می شود.

Doner: ناخالصی مثل فسفر که یک الکترون آزاد به نیم هادی اضافه می کند doner نامیده می شود (ناخالصی دهنده)

Subject:
Year. Month. Date. ( )



اگر غلظت اتم های ناخالصی دهنده (مستقر) برابر N_D باشد در حالت تعادل حرارتی، غلظت الکترونهای آزاد برابر خواهد بود با:

$$n_{n0} \simeq N_D$$

تا باند تعادل حرارتی

بر طبق اصول فیزیک نیمه هادی ها در تعادل حرارت حاصلضرب غلظت الکترون و حفره ثابت است:

$$n_{n0} p_{n0} = n_i^2$$

در نتیجه تعداد حفره های حاصل از یونیزه شدن حرارتی برابر است با:

$$p_{n0} \simeq \frac{n_i^2}{N_D}$$

نیمه هادی ناخالص از لحاظ الکتریکی خنثی است زیرا بار حاملهای الکتریکی با بار اتم ها خنثی می شوند.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

نیمه هادی نوع P:

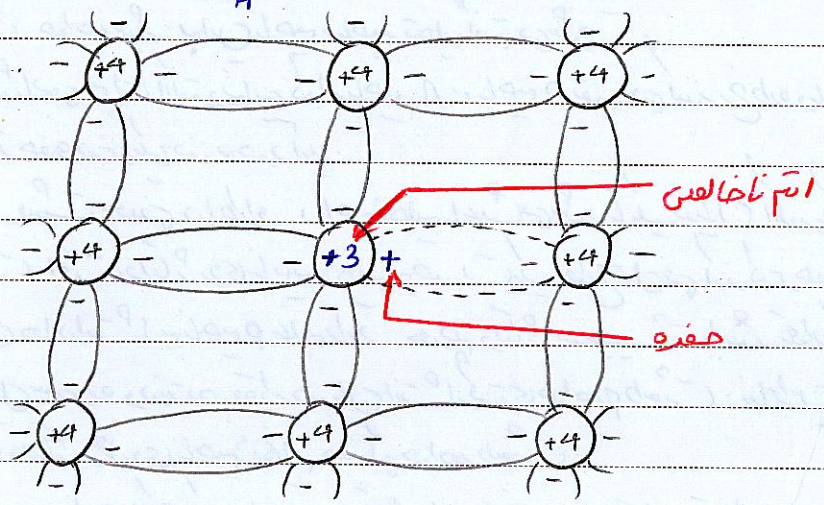
اگر ناخالصی اضافه شده ماده ای نظیر بور باشد که از گروه 3 جدول تناوبی است، هر اتم ناخالصی فقط با ۳ اتم سیلیکون پیوند کوالانسی برقرار کرده و ایجاد یک حفره خواهد کرد. در نتیجه هر اتم بور یک حفره تولید می شود و تراکم حفره های الکتریکی در سیلیکون نوع P در حال تعادل حرارتی تقریباً برابر غلظت

Subject:
Year. Month. Date. ( )

اتم های ناخالصی است: $P_{p0} \simeq N_A$

در این سیلیکون نوع p تراکم الکترونهای اقلیت که در اثر یونیزاسیون حرارتی تولید شده اند برابر خواهد بود با:

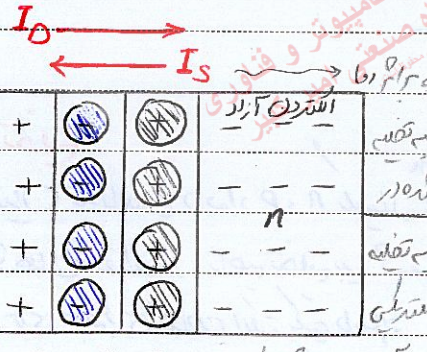
$$n_{p0} \simeq \frac{n_i^2}{N_A}$$



پیوند pn در حالت مدار باز:

اگر دو قطعه نیم هادی نوع n و p به هم متصل شوند در محل اتصال غلظت الکترونها و حفره ها با هم برابر نبوده و لذا حفره ها از ناحیه p به سمت ناحیه n حرکت کرده و یک جریان نفوذی از p به سمت n خواهیم داشت.

به همین ترتیب الکترونها نیز از ناحیه n به ناحیه p نفوذ خواهند نمود و یک مؤلفه دیگر به جریان نفوذی اضافه خواهند شد. مجموع این دو جریان یک جریان نفوذی برابر با I_D را ایجاد خواهد کرد.



اقلیت الکترون های ایجاد شده بر اثر ارتعاشات در ناحیه p جذب کاتوم های ناحیه n می شود و حفره های ایجاد شده در اثر ارتعاشات در ناحیه n جذب ناحیه p شده و تشکیل یک میدان الکتریکی می دهند که جریان I_S را بوجود می آورند. در شرایط مدار باز $I_S = I_D$ است.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

ناحیه تخلیه:

حفره هایی که از ناحیه p به ناحیه n نفوذ می کنند به سرعت با الکترونهای آزادی که به وفور در این ناحیه وجود دارند ترکیب شده و تعدادی از آنها را از گردونهٔ فعالیت خارج می کنند. این امر باعث می شود تا حالت تعادلی که قبلاً بین الکترونها و بارهای مثبت این ناحیه وجود داشت از بین رفته و در مرز بین دو ناحیه، منطقه ای بوجود آید که فاقد الکترون آزاد باشد. در نتیجه این قسمت از لحاظ الکتریکی خنثی نبوده و دارای بار مثبت خواهد شد. به این ناحیه، ناحیه تخلیه گفته می شود.

پدیدهٔ مشابهی برای الکترونهایی که از ناحیه n به ناحیه p نفوذ می کنند رخ داده و باعث می شود تا یک ناحیه تخلیه فاقد حفره در نزدیکی مرز بوجود آید.

وجود بار مثبت و منفی در اطراف ناحیه تخلیه باعث می شود تا یک میدان الکتریکی در این ناحیه بوجود آید. در حقیقت افت ولتاژ روی ناحیه تخلیه به صورت یک مانع عمل می کند که حفره ها در انتقال به ناحیه n و الکترون ها در انتقال به ناحیه p غلبه دارد. هر چه ولتاژ سد بیشتر باشد تعداد کمتری از حاملها قادر به غلبه بر پتانسیل سد بوده و در نتیجه مقدار جریان انتقال کمتری خواهیم داشت. بنابراین جریان نفوذی I_D به شدت به افت ولتاژ V_0 روی ناحیهٔ تخلیه بستگی خواهد داشت.

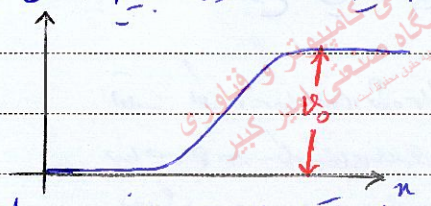
در غیاب میدان الکتریکی خارجی، ولتاژ ناحیه تخلیه عبارت است از:

$$V_0 = V_T \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right)$$ (غلظت ناخالصی سمت p و n هستند)

که مقدار آن برای سیلیکون در درجه حرارت معمولی برابر با ۰/۷ تا ۰/۸ ولت است.

نکته: اگر ولتاژ دو سر دیود در حالت بازاندازه گیری شود برابر با صفر خواهد شد زیرا در نقطهٔ اتصال فلز به نیم هادی ولتاژ کنتاکتی وجود دارد که مقدار آن دقیقاً برابر با این ولتاژ است.

اگر این حالت برقرار نباشد قادریم که از پیوند pn ایزوله شده انرژی بگیریم که اصل استیابی انرژی را زیر پا می گذارد.



عرض ناحیه تخلیه:

از آن جا که میدان ناخالصی در مواد p و n یکسان نیست پهنای ناحیه تخلیه در دو طرف یکسان نبوده و برای ظاهر شدن همان مقدار بار، ناحیه تخلیه بیشتر در مادهٔ با ناخالصی کمتر فرو می رود. اگر سطح مقطع این ناحیه A باشد برای برقراری تعادل الکتریکی داریم:

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$q x_p A N_A = q x_n A N_D \Longrightarrow \frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D}$$

N_A ← غلظت ناخالصی در p

N_D ← غلظت ناخالصی در n

به علت اختلاف زیاد غلظت دو طرف ممکن است عمده ناحیه تخلیه در یک طرف نیم هادی قرار گیرد

عرض کل ناحیه از رابطه زیر بدست می آید که معمولاً بین ۱ تا ۱۰μm است:

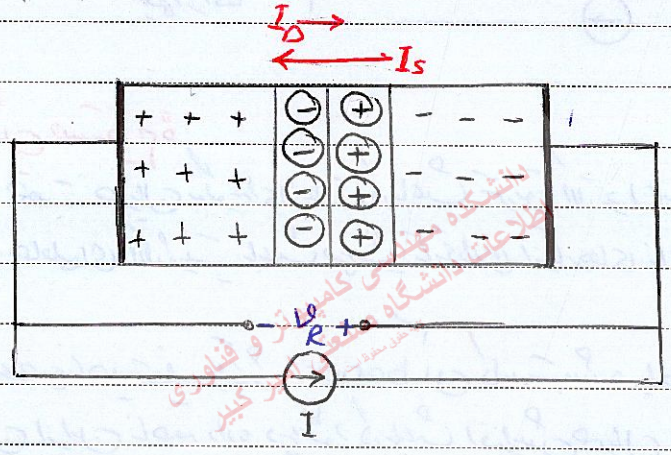
$$w_{dep} = x_n + x_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{q}\left(\frac{1}{N_A}+\frac{1}{N_D}\right)V_0}$$

ε_s = نفوذپذیری الکتریکی سیلیکون $11.7\varepsilon_0$

ناحیه پیوندی PN تحت ولتاژ معکوس:

اگر رفتار دیود در گرایش معکوس را با منبع جریانی برابر با I_s نشان دهیم، این جریان باید توسط مدار خارجی الکترونها را از ناحیه n به ناحیه p ببرد. خروج الکترون از ناحیه n باعث خواهد شد تا تعداد بارهای مثبت آن افزایش یابد که خود به معنای اضافه شدن به عرض ناحیه تخلیه است.

اتفاق مشابهی برای حفره ها در ناحیه p می افتد و با جذب آن ها از این ناحیه عرض ناحیه تخلیه زیاد شده و در نتیجه ولتاژ ناحیه تخلیه نیز افزایش یافته و باعث کاهش جریان نفوذی در ناحیه تخلیه می شود.



نشریه مهندسی کامپیوتر و فناوری
دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

جریان تا اثر کردن اشباع شدن

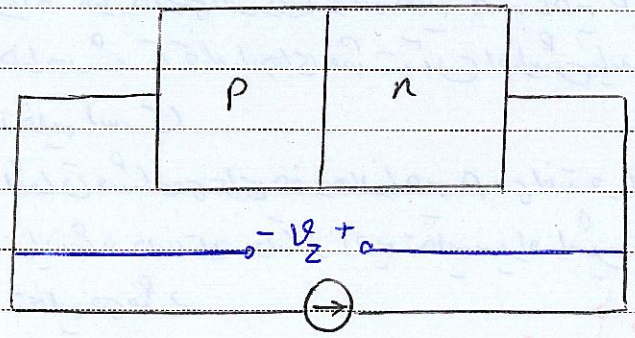
پیوند PN در ناحیه شکست:

پدیده غیرکرده در شکست اتفاق می‌افتد

اگر به دیود جریان معکوسی بزرگتر از I_z اعمال شود دو پدیده جدید با نام‌های اثر زنر و اثر بهمنی در دیود اتفاق می‌افتد. پدیده زنر برای دیودهایی اتفاق می‌افتد که ولتاژ شکست آنها کمتر از 6 ولت باشد. وقتی که ولتاژ معکوس از این حد فراتر می‌رود می‌تواند باعث شکست پیوند کووالانسی و آزاد شدن الکترون حفره در ناحیه پیوندی شود. تعداد آنها به قدری خواهد بود که جریان مورد نیاز مدار خارجی در ناحیه شکست را تأمین نمایند.

پدیده بهمنی وقتی اتفاق می‌افتد که الکترون‌ها تحت تأثیر میدان خارجی از پیوند خود جدا شده و با سرعت به حرکت در می‌آیند. این الکترون‌های سریع در اثر برخورد با اتم‌های مجاور باعث آزاد شدن حفره الکترون دیگری می‌شود که به نوبه خود می‌تواند الکترون‌های دیگری را آزاد کند.

مقدار جریانی که در این پدیده‌ها از دیود عبور می‌کند توسط مدار خارجی محدود خواهد شد.



پیوند PN : اثر زنر $V_z < 5V$

اثر بهمنی : $V_z > 7V$

ترکیبی از هر دو یا یکی از آنها : $5 < V_z < 7$

پیوند PN در گرایش مستقیم:

در گرایش مستقیم جهت جریان به گونه‌ای است که باعث تزریق الکترون به ناحیه n و حفره به ناحیه p می‌شود. تزریق حامل‌های اکثریت باعث می‌شود تا تعدادی از بارهای ناحیه تخلیه خنثی شده و از عرض آن کاسته شود.

با کاسته شدن عرض ناحیه تخلیه ولتاژ barier آن کاسته شده و اجازه عبور تعداد بیشتری حفره و الکترون از این ناحیه داده می‌شود که باعث افزایش جریان نفوذی می‌گردد.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

دیود نوری (photo diode):

اگر یک پیوند pn با بایاس معکوس نور داده شود، یعنی در معرض نور قرار گیرد فوتون هایی که به پیوند می خورند پیوندهای کووالانسی را می شکنند و به این ترتیب زوج های الکترون - حفره در لایه تهی ایجاد می شود. آنگاه میدان الکتریکی با جابه جایی این حفره و الکترون ها ایجاد شده و جریان معکوسی در پیوند ایجاد می شود. این جریان که در ناحیه پیوندی ایجاد می شود با شدت نور متناسب خواهد بود درصورتی که عرض ناحیه تخلیه نسبت به عرض دیود بسیار کم باشد.

از دیود نوری برای تبدیل سیگنال های نوری به سیگنال های الکتریکی استفاده می شود. این نوع از دیود معمولاً از مواد نیم هادی نظیر گالیم آرسنید ساخته می شود.

دیودهای نورافشان (LED):

در یک پیوند PN که در گرایش مستقیم قرار داشته باشد تعدادی زیاد الکترون و حفره از هر پیوند عبور کرده و با حفره و الکترون های ناحیه مجاور ترکیب می شوند در اثر این ترکیب به شرط داشتن یک bandgap مناسب، مقداری نور تولید می شود. دیود LED به نحوی ساخته می شود که این نور قابل مشاهده باشد. در واقع بازترکیب حامل های اقلیت انتشار یافته با حامل های اکثریت با انتشار نور همراه است. نور یک LED به دفعات بازترکیب انجام شده بستگی دارد که این به نوبه خود متناسب با جریان مستقیم دیود است. این دیود به نحوی ساخته می شود که نور قابل مشاهده باشد.

رابطه ولتاژ و جریان دیود:

توزیع حامل ها در گرایش مستقیم در ناحیه تخلیه از رابطه زیر پیروی می کند:

$$P_n(x_n) = P_{n0} e^{v/v_T}$$

و مقدار آن برای سایر نواحی بر اساس فاصله از رابطه زیر تبعیت می کند:

$$P_n(x) = P_{n0} + \left[P_n(x_n) - P_{n0}\right] e^{-(x-x_n)/L_p}$$

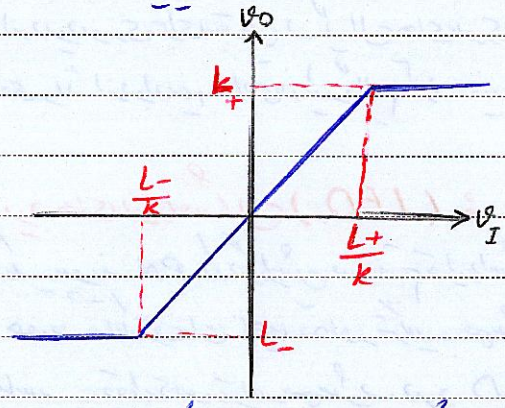
PAPCO

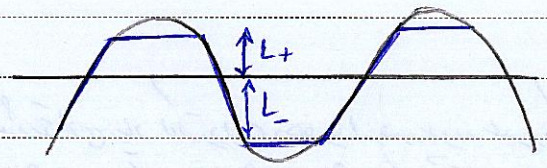
Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدارهای محدود کننده:

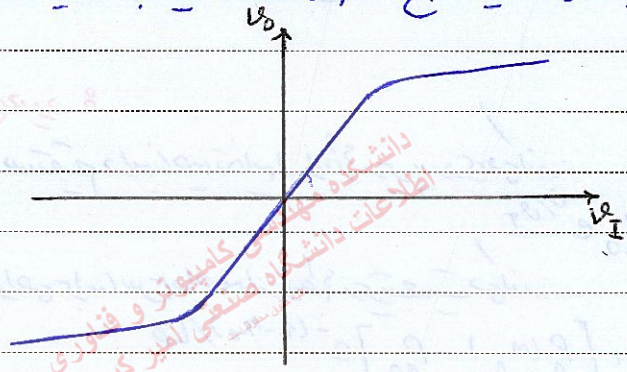
برای ورودی هایی که در محدودهٔ $-L_-/k \leq v_I \leq L_+/k$ می باشند محدود کننده به عنوان یک مدار خطی عمل می کند و خروجی متناسب با ورودی تعیین می نماید $v_O = k v_I$ ، که در مدارهای بیان شده در این فصل $k \leq 1$ است و به عنوان محدود کننده شکست شناخته می شود.

اگر v_I از آستانهٔ بالا بیشتر شود (L_+/k) ولتاژ خروجی به حد بالای L_+ محدود شده. از طرف دیگر اگر v_I زیر آستانهٔ پایین قرار گرفته باشد $(-L_-/k)$ ولتاژ خروجی v_O به حد پایین $-L_-$ محدود می شود.





اگر شکل موج ورودی به صورت بالا باشد با اعمال یک محدود کننده دو طرفه هر دو نوک آن بریده می شود. به محدود کننده ای با مشخصات بالا، محدود کننده سخت می گویند. محدودسازی نرم توسط حالت گذری نرم ترین ناحیه خطی و ناحیه اشباع انجام می شود، که شیب در ناحیه اشباع بزرگتر از صفر است.



دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری
اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

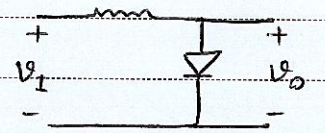
یکی از کاربردهای مدارهای محدودساز، محدودسازی ولتاژ بین پایه های ورودی opAmp به مقداری کمتر از ولتاژ شکست ترانزیستورهایی است که طبقهٔ ورودی مدار opAmp را می سازند.

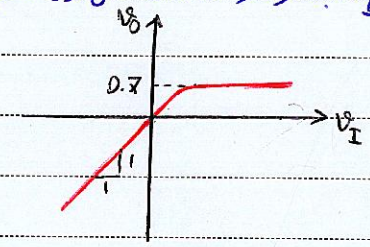
Subject:
Year. Month. Date. ( )

از یک دیود و مقاومت می‌توان برای پیاده سازی تابع محدودکننده استفاده کرد. در مدارهای زیر مشخصه انتقال در دیود از دل افت ولتاژ ثابت ($V_D = 0.7V$) بدست آمده است ولی گذر بین ناحیه خطی و اشباع آرام فرض شده است

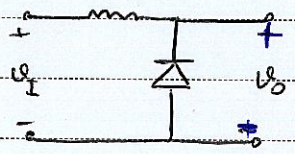
انواع مدارهای محدودکننده ولتاژ:

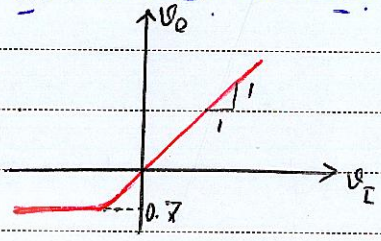
۱- مدار زیر یکسوکننده نیم موج است به غیر از اینکه خروجی از دو سر دیود گرفته شده است. برای $v_I < 0.5V$ دیود قطع است. جریان نخواهیم داشت و افت ولتاژ روی R نیز صفر است در نتیجه $v_O = v_I$. همچنانکه v_I بالاتر از 0.5V می‌رود، دیود روشن می‌شود و v_O به یک افت دیود (0.7V) محدود می‌شود.



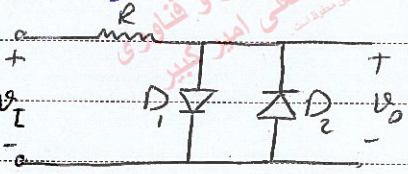


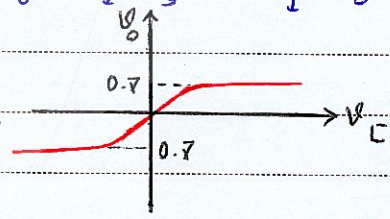
۲- مدار زیر شبیه حالت قبل است با این تفاوت که دیود معکوس شده است.





۳- محدودسازی دوطرفه را می‌توان با اتصال دو دیود با بایاس مخالف به صورت موازی پیاده سازی کرد. در اینجا ناحیه خطی مشخصه برای $-0.5V \le v_I \le 0.5V$ بدست می‌آید. برای این محدوده v_I هر دو دیود قطع بوده و $v_I = v_O$. همچنانکه v_I منفی تر از $-0.5V$ می‌شود، D_2 روشن شده و v_O را به $-0.7V$ محدود می‌کند.



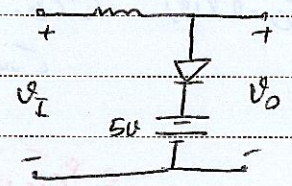


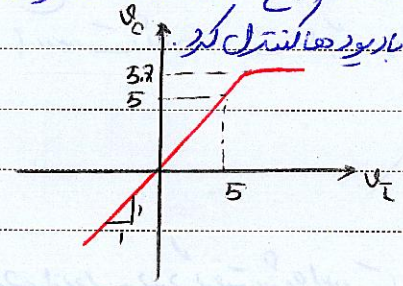
PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

۴- سطوح آستانه و اشباع محدودکننده‌های دیودی را می‌توان توسط مجموعه‌ای از دیودها و یا توسط اتصال دیگر DC به طور سری با دیودها کنترل کرد.





۵-

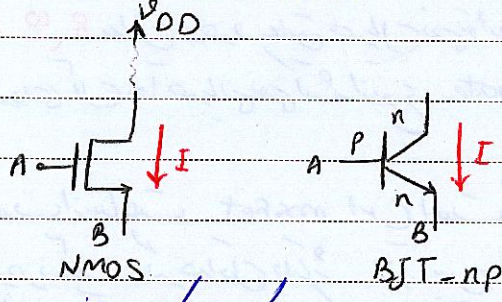
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر
کلیه حقوق محفوظ است

Subject:
Year. Month. Date. ( )

فصل چهارم:

ترانزیستور:

دو نوع ترانزیستور BJT و MOSFet وجود دارد که مانند دیود یک المان غیرخطی است و برای تقویت از آن استفاده می کنیم.
ترانزیستورها دارای سه ترمینال هستند

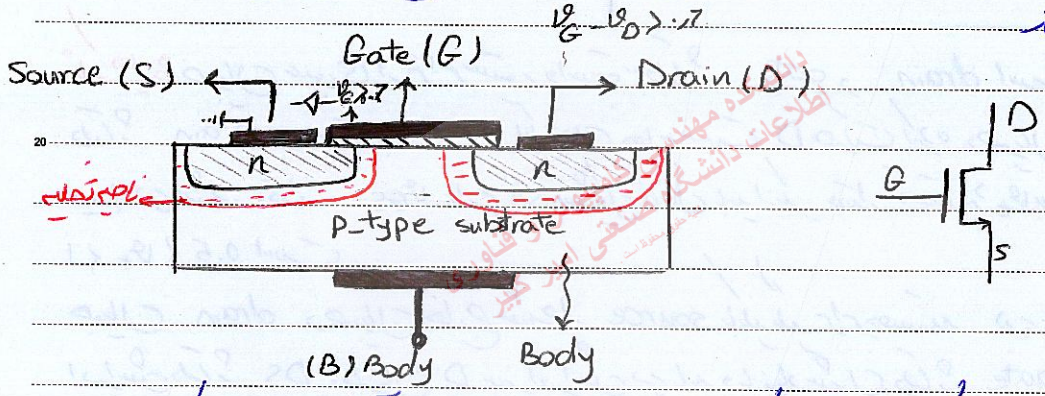


در این المان با تغییر ولتاژ ورودی مقدار جریان گذرنده از دو پایه خروجی را کنترل کرده و تغییر می دهیم، که این جریان از منبع تغذیه متصل به مدارهای وصل شده به این پایه ها شلیک می گردد، که جریان ایجاد شده همان سیگنالی است که می خواهیم تقویت کنیم. السیگنال کوچک به دو پایه A و B وارد می شود. ۱ mosfet از BJT کوچکتر بوده و ساخت آن ساده تر است و توان کمتری مصرف می کند

ترانزیستور MOSFET: (metal oxide Semiconductor Feild effect Transistor)

دو نوع ترانزیستور mosfet وجود دارد: ۱- nmos ۲- pmos

برای ساخت nmos یک نیمه هادی از نوع p را در نظر گرفته یک لایه فلز قرار داده و دو ناحیه کناری را با گازهای فسفر پر کرده تا قسمت هایی از نوع n بوجود آید. سپس سطح رویی آن را با شیشه و فلز می پوشانند



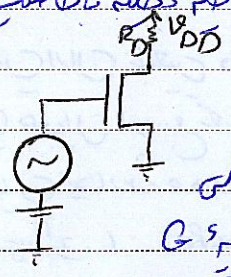
از مجاورت p و n با حرکت حفره و الکترون ها ناحیه تخلیه بوجود می آید و مانع عبور الکترون می شود. با بوجود آمدن p و n و ناحیه تخلیه خاصیت دیود در مدار بوجود می آید که بدون عبور جریان برق

Subject:
Year. Month. Date. ( )

این دیودها قطع هستند و بین source و drain دو دیود خواهد بود: ۱- source (n) و پایه (p)
۲- پایه (p) و drain (n) و جریانی عبور نخواهد کرد.

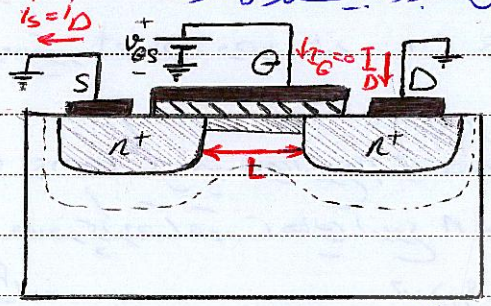
نکته: به دلیل وجود عایق جریان نمی‌تواند از gate عبور کند پس در اتصال‌هایی مانند آپ امپ که ورودی آن‌ها جریانی نمی‌کشد از نوع gate است.

هدف از ساخت mosfet این است که با اعمال یک ولتاژ به gate جریانی از Drain به source بوجود آید. اگر مدار ولتاژ ۷ بین gate و source وجود دارد ناحیه تخلیه با خاصیت دیودی امکان عبور جریان را ایجاد می‌کند.



$$V_D = V_{DD} - R_D I_D$$

با اعمال یک ولتاژ به پایه G الکترون‌ها به سمت پایه G حرکت می‌کنند ولی به علت وجود عایق نمی‌توانند عبور کنند و باعث تجمع الکترون‌ها در زیر پایه G می‌شود. کانال ایجاد شده قابلیت عبور جریان را دارد. در صورتی که ولتاژ پایه D بیشتر از صفر باشد مقاومتی در ناحیه کانال ایجاد می‌شود و جریان عبوری بیشتر می‌شود.



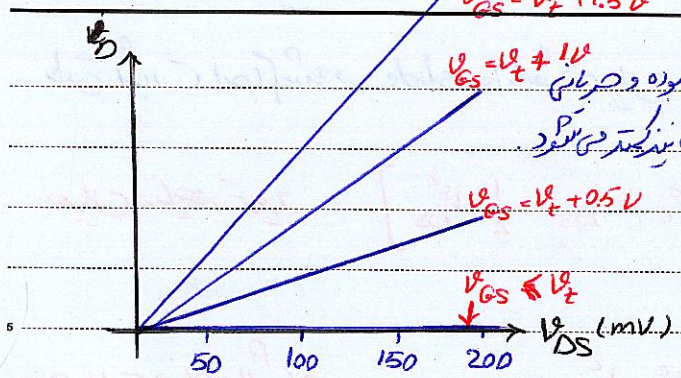
مقدار جریانی که از کانال می‌گذرد بستگی به میدان الکتریکی تشکیل شده در ناحیه گیت دارد

نکته: جریان عبوری از ترانزیستور وابسته به ولتاژ gate و drain است. با افزایش ولتاژ Drain نسبت به source الکترون‌ها به سمت D حرکت کرده و جریان در جهت مخالف ایجاد می‌شود. مقدار V_{GS} لازم برای تشکیل کانال باید از یک مقدار آستانه V_t بیشتر باشد معمولاً $0.5 < V_t < 1$ است.

جریان drain و جریان خارج شده از source باید برابر هستند. در ولتاژ زیر از طرفی با افزایش ولتاژ DS جریان D نیز افزایش می‌یابد و با زیاد شدن ولتاژ gate کانال چین‌تر شده و جریان بیشتری عبور می‌کند. در ناحیه گیت در اثر جمع شدن بار منفی در زیر gate و اتصال آن به ولتاژ مثبت در بالای گیت، خازنی بوجود می‌آید.

توجه شود که ترانزیستور از لحاظ ساخت متقارن است لذا نامگذاری drain و source بستگی به ولتاژی دارد که به آنها اعمال می‌شود: برای ترانزیستور با کانال n ، drain به ولتاژ بالاتری نسبت به source وصل می‌شود.

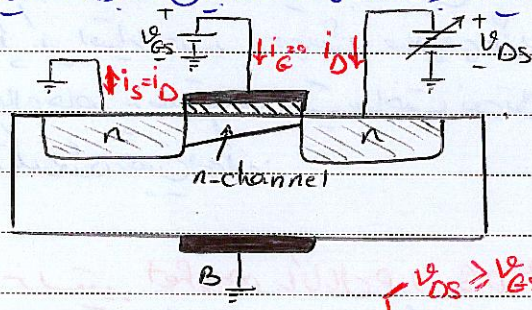
Subject:
Year. Month. Date. ( )

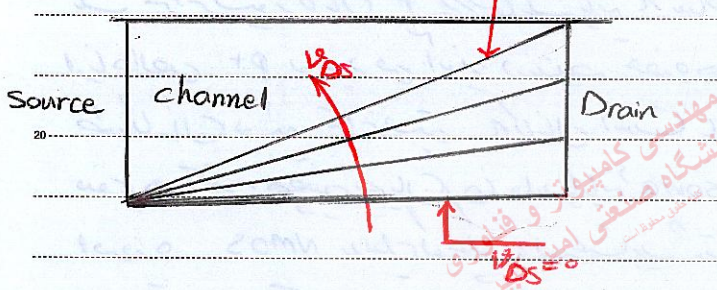


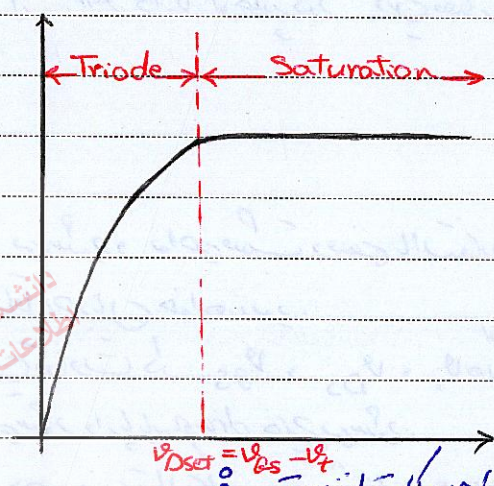
اگر v_{GS} از v_t کوچکتر باشد مقاومت بی‌نهایت بوده و جریانی عبور نخواهد کرد. با زیاد شدن v_{GS} مقدار مقاومت نیز کمتر می‌شود.

افزایش ولتاژ v_{DS}:

با ثابت فرض کردن ولتاژ gate ، مقدار ولتاژ D را افزایش می‌دهیم در نتیجه با کم شدن اختلاف ولتاژ بین drain و gate پهنای کانال کوچک شده و به صورت تاپر تبدیل می‌شود؛ زیرا اختلاف از 0.7 کمتر می‌شود در نتیجه نمی‌توان به ناحیه تخلیه غلبه کرد ولی از آن جایی که تجمع الکترون‌ها در این ناحیه وجود دارد با افزایش اختلاف ولتاژ بین Drain و Source الکترون‌ها با سرعت بیشتری حرکت می‌کنند و الکترون‌هایی توانند از ناحیه تخلیه عبور کنند ولی مقدار جریان عبوری در این حالت محدود است که به آن ناحیه اشباع می‌گویند.







ناحیه کار ترانزیستور:

۱- قطع $v_{GS} < v_t$

۲- تریود $v_{GS} \geq v_t$, $v_G - v_D \geq v_T$

۳- ناحیه اشباع $v_{GS} \geq v_t$ و $v_G - v_D < v_T$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

طبق اثبات انجام شده در slide ها رابطه جریان و ولتاژ در نواحی مختلف به صورت زیر است:

$$i_D = k'_n \frac{W}{L}\left[(v_{GS}-V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right]$$ جریان در ناحیه تریود

$$i_D = \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L}(v_{GS}-V_t)^2$$ جریان در ناحیه اشباع

$k'_n = \mu_n C_{ox}$ → این مقدار ثابت بوده و به تکنولوژی ساخت بستگی دارد.

تکنولوژی زیر میکرون:

مشاهده می‌شود که مقدار جریان به نسبت طول به عرض کانال بستگی دارد. مقدار L توسط سازنده انتخاب می‌شود تا ترانزیستور برای جریان دلخواه قابل استفاده باشد. از آنجایی که ساخت ترانزیستور کوچک یک امتیاز محسوب می‌شود سعی می‌شود تا با کوچک کردن L به ترانزیستور کوچکتری برسیم. در حال حاضر به علت محدودیت ساخت نمی‌توان آن را از 0.13 μm کوچکتر کرد. این مقدار را حد تکنولوژی تعیین می‌کند.

ترانزیستور mosfet با کانال p (PMOS)

یک ترانزیستور کانال p بر روی یک پایه n ساخته می‌شود و نواحی مثبت و منفی با استفاده از ناخالصی p+ بوجود می‌آیند. در نتیجه حفره‌ها ناقل جریان خواهند بود.
طرز کار آن مشابه ترانزیستور n کانال است با این تفاوت که v_{GS} و v_{DS} و V_t همگی منفی هستند. همچنین جریان i_D وارد پایانه source می‌شود و از پایانه drain خارج می‌شود.
امروزه NMOS به دلیل کوچکی، سرعت بیشتر و مصرف توان کمتر، بیشتر از PMOS مورد استفاده هستند.

نکته: در یک nmos کانال drain همیشه نسبت به source مثبت‌تر است. اگر بخواهیم از mosfet به عنوان تقویت‌کننده استفاده کنیم از ناحیه اشباع استفاده می‌کنیم. برای کار به عنوان کلید از نواحی قطع و تریودی استفاده می‌شود.

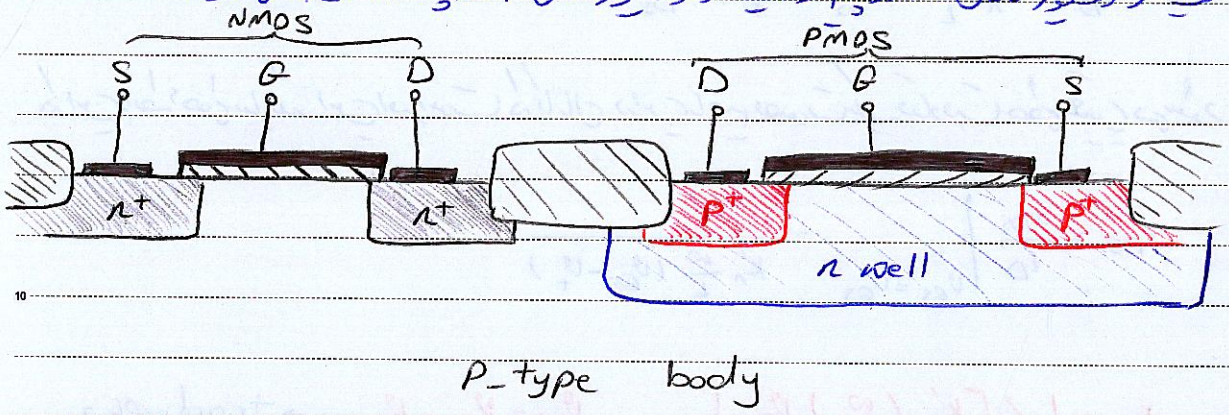
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

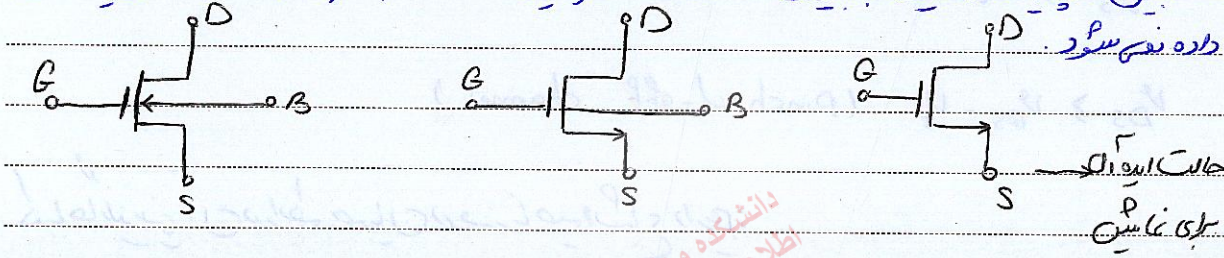
ترانزیستور CMOS :

تکنولوژی CMOS از هر دو نوع ترانزیستور n و p استفاده می‌کند. از این تکنولوژی در بسیاری از مدارات دیجیتال و آنالوگ استفاده می‌کنند. در پایه از نوع p یک ناحیه با نام n-well ایجاد می‌شود. این دو ناحیه توسط یک عایق از هم جدا می‌شوند.

یک ترانزیستور کانال n در پایه و یک ترانزیستور کانال p در چاه n ایجاد می‌شود.



نکته: یک ترانزیستور را سه حالت زیر می‌توان نشان داد جهت فلش نشان‌دهنده آن است که جریان از پایه ترانزیستور به بیرون است. اگر پایه و source به هم وصل شده باشند پایه نشان داده نمی‌شود.



ناحیه قطع وقتی است که

$v_{GS} < v_t \longrightarrow i_D = 0$

در ناحیه تریود باید $v_{GS} >= v_t$ تا کانال ایجاد شود و از طرفی باید v_{DS} کوچک باشد تا ناحیه کانال پیوسته باقی بماند. که این شرط را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$v_{GD} > v_t$ (continuous channel)

$v_{GD} = v_{GS} + v_{SD} = v_{GS} - v_{DS} \Rightarrow v_{DS} < v_{GS} - v_t \Rightarrow v_{GS} - v_{DS} > v_t$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در این ناحیه رابطهٔ جریان بصورت زیر است:

$$i_D = k_n' \frac{W}{L}\left[(v_{GS}-v_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right]$$

که در صورتی که v_{DS} مقدار کافی کوچک باشد می‌توان آن را بصورت زیر نوشت:

$$i_D \simeq k_n' \frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)v_{DS}$$

که این رابطهٔ خطی بیانگر این امر است که کانال در این ناحیه بصورت یک مقاومت خطی تعیین می‌شود:

$$r_{DS} = \left.\frac{v_{DS}}{i_D}\right|_{v_{GS}=v_{GS}} = \frac{1}{k_n'\frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)}$$

$$r_{DS} = 1/\left[k_n'\left(\frac{W}{L}\right)v_{ov}\right] \qquad v_{ov} = v_{GS}-v_t$$ ⇝ triod در ناحیه

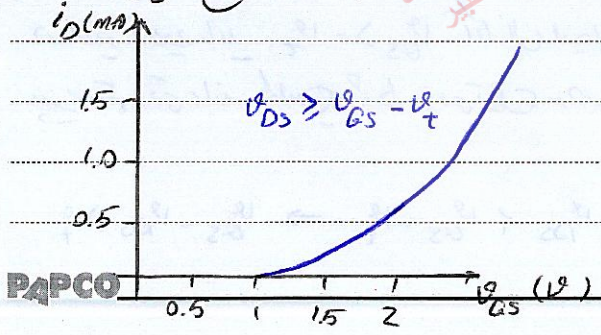
در ناحیه اشباع باید کانال تشکیل شده و همچنین pinch off رخ داده باشد لذا

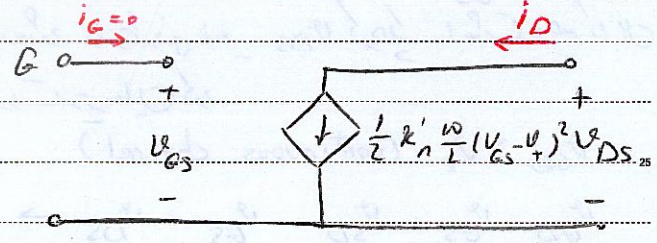
$v_{GS} \geq v_t$ (Induced channel)

$v_{DS} \geq v_{GS}-v_t$ (pinched-off channel)

که با جایگزینی آن در رابطهٔ جریان در ناحیه اشباع داریم:

$$i_D = \frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)^2$$ ⇝ در این رابطهٔ جریان drain مستقل از ولتاژ v_{DS} است و فقط به ولتاژ v_{GS} بستگی دارد لذا از آن می‌توان به عنوان منبع جریان استفاده کرد.





دانشجویان مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

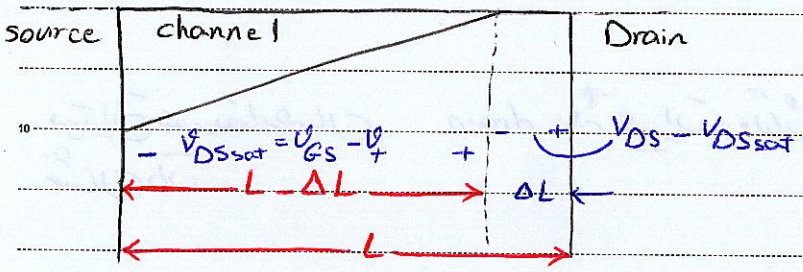
Subject:
Year. Month. Date. ( )

اثر محدود بودن مقاومت خروجی:

در حالت اشباع جریان i_D از ولتاژ v_{DS} است اما این امر در عمل صادق نبوده و با افزایش v_{DS} نقطه pinch off کانال از drain دورتر می‌شود.

در این حالت افت ولتاژ دو سر کانال در حد مقدار زیر ثابت می‌ماند: $v_{GS}-v_t=v_{DSsat}$

و بقیه در ناحیه تخلیه با بایاس معکوس drain و کانال ایجاد می‌شود افت می‌کند. این ولتاژ الکترون‌هایی را که به ناحیه تخلیه می‌رسند شتاب داده و جذب drain می‌کند. در این حالت عرض کانال به اندازه ΔL کوچک می‌شود. این پدیده را مدولاسیون طول کانال می‌گویند.



با کوچک شدن طول موثر کانال مقدار جریان drain نیز کاهش پیدا می‌کند

$$i_D=\frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L-\Delta L}(v_{GS}-v_t)^2=\frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L}\frac{1}{1-\Delta L/L}(v_{GS}-v_t)^2$$

$$\cong\frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L}\left(1+\frac{\Delta L}{L}\right)(v_{GS}-v_t)^2$$

$$\frac{\Delta L}{L}\ll 1$$

اگر تغییر طول کانال را با v_{DS} متناسب بدانیم: $\Delta L=\lambda' v_{DS}$

$$i_D=\frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L}\left(1+\frac{\lambda'}{L}v_{DS}\right)(v_{GS}-v_t)^2$$

با فرض $\lambda=\frac{\lambda'}{L}$

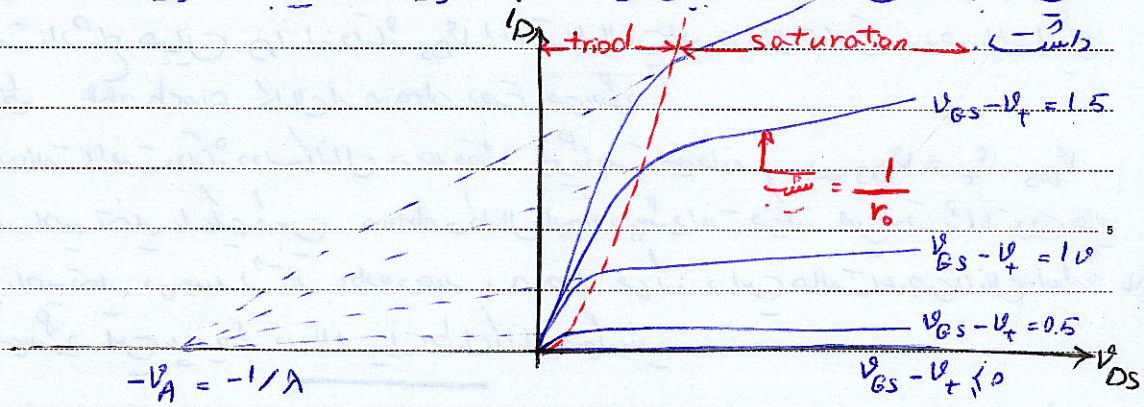
$$\Rightarrow \boxed{i_D=\frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)^2(1+\lambda v_{DS})}$$

همان رابطه جریان است

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

این رابطه نشان می‌دهد که جریان I_D و ولتاژ v_{DS} با ضریب $(1+\lambda v_{DS})$ رابطه خواهند داشت.



می‌توان تغییر مقدار جریان drain در اثر تغییرات ولتاژ v_{DS} را به صورت یک مقاومت نشان داد:

$$r_d \cong \left[\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right]^{-1}_{v_{GS}\ \text{constant}}$$

$$r_d = \left[\lambda \frac{k_n'}{2}\frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)^2\right]^{-1} \qquad r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$$

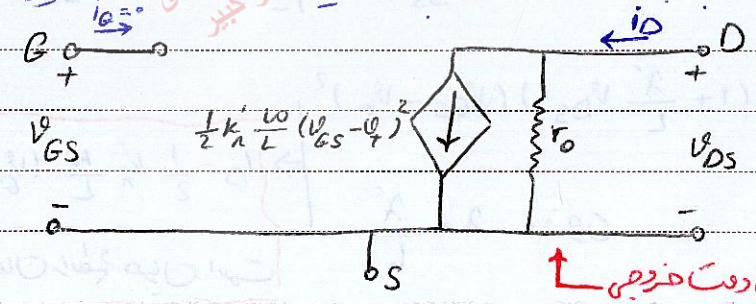
با فرض $v_A = \frac{1}{\lambda}$ داریم:

$$r_o = \frac{v_A}{I_D} \longrightarrow \text{early voltage } \frac{1}{\lambda} = 200 \text{ to } 300\,V$$

جریان drain بدون در نظر گرفتن اثر مدولاسیون کانال

$$I_D = \frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L}(v_{GS}-V_t)^2$$

نکته: v_A متناسب با L است در نتیجه در وسایلی با طول کمتر اثر مدولاسیون طول بیشتر می‌شود.



مدل ترانزیستور با مقاومت خروجی

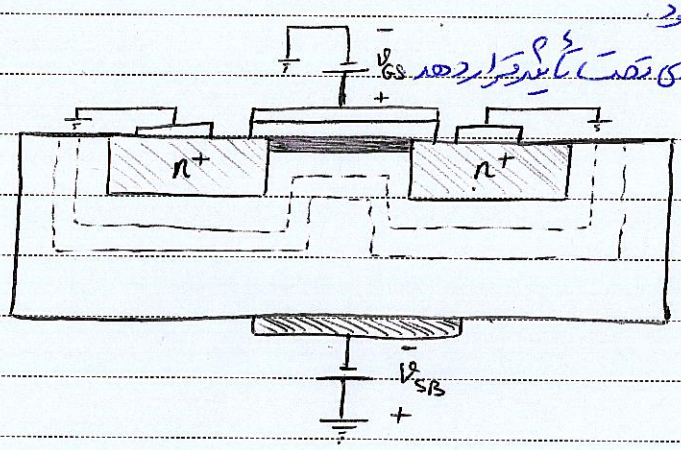
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

اثر بدنه:

برای عملکرد صحیح ترانزیستور هر دو پیوند BS و BD باید بصورت معکوس بایاس شده باشند. معمولاً بدنه یک ترانزیستور NMOS به منفی ترین ولتاژ مدار وصل می‌شود. با فرض V_{SB} ناحیه تخلیه بین پایه و source نیز بزرگتر می‌شود و در نتیجه در ناحیه زیر کانال پیشروی می‌نمایند. از آن جایی که بار منفی زیادی در ناحیه تخلیه جمع شده در نتیجه ولتاژ لازم برای ایجاد کانال افزایش می‌یابد. به این اثر body Effect گفته می‌شود.

این اثر می‌تواند کارایی مدار را تا حد زیادی تحت تأثیر قرار دهد.



اثر حرارت:

مقدار V_t به ازای هر درجه افزایش درجه حرارت به اندازه 2mV افزایش پیدا می‌کند.

مقدار k_n با حرارت کاهش پیدا می‌کند در نتیجه مقدار I_D با افزایش جریان کاهش پیدا می‌کند.

برای یک مقدار ثابت از ولتاژ بایاس می‌توان گفت که در حالت کلی با افزایش دما مقدار جریان I_D کاهش می‌یابد.

شکست و محافظت از ورودی:

با افزایش ولتاژ drain به نقطه‌ای می‌رسیم که پیوند drain و پایه بصورت بهمنی شکست پیدا می‌کند و باعث می‌شود تا جریان خیلی زیاد شود (weak avalanche)

در ترانزیستورهایی که ناحیه کانال کوچک باشد با افزایش ولتاژ drain ناحیه تخلیه گسترش زیادی پیدا کرده و تا source امتداد پیدا می‌کند. این پدیده punch through نامیده شده و باعث افزایش زیاد جریان می‌شود.

پدیده شکست دیگری وجود دارد که با افزایش ولتاژ gate-source رخ می‌دهد. این پدیده باعث از بین رفتن عایق ناحیه gate شده و به ترانزیستور صدمه غیرقابل برگشت می‌زند (gate-oxide breakdown)

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:

Year. Month. Date. ( )

باید توجه شود که مقاومت ورودی mosfet خیلی بالا و جریان ورودی آنها خیلی کم است. لذا یک بار الکتریکی ساکن کم هم می‌تواند ولتاژ gate را از آستانه شکست بالا برده و ترانزیستور را بسوزاند. برای همین باید از لمس کردن ترانزیستور با دست خودداری کرد.

البته امروزه اکثر پیم‌های mosfet دارای مدارات دیودی در ورودی برای محافظت از ترانزیستور می‌باشند.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

چون i_D با طول کانال نسبت عکس دارد i_D با افزایش v_{DS} زیاد می‌شود

$$\frac{v_{A_1}}{v_{A_2}} = \frac{L_1}{L_2}$$

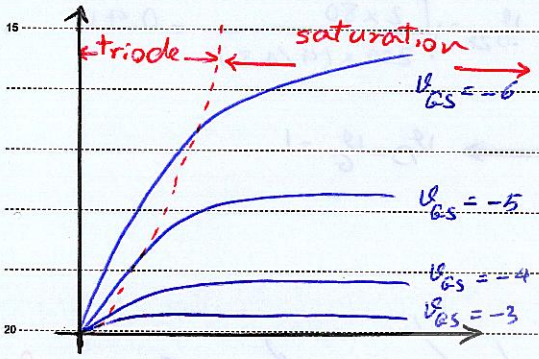
مشخصات ترانزستور PMOS:

در این حالت source به ولتاژ بالا و drain به ولتاژ کمتر وصل می‌باشد. ولتاژ آستانه $v_t < 0$ و v_{GS} نیز منفی خواهد بود. بدنه به منفی‌ترین ولتاژ مدار وصل می‌شود.

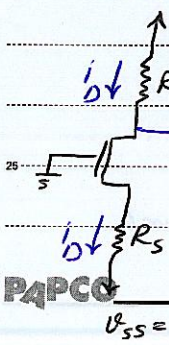
ناحیه قطع $\quad v_{GS} > v_t$

ناحیه تریود $\quad i_D = k_p \frac{W}{L}\left[(v_{GS}-v_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right] \Leftarrow v_{DS} \geq v_{GS}-v_t$

ناحیه اشباع $\quad i_D = \frac{1}{2}k_p \frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)^2(1+\lambda v_{DS}) \Leftarrow v_{DS} \leq v_{GS}-v_t$



مثال: مدار شکل زیر را به نحوی طراحی کنید که جریان $i_D = 0.4mA$ و $v_D = 0.5V$ شود. مشخصات ترانزستور را به صورت زیر در نظر بگیرید:



$\lambda = 0 \;,\; v_t = 0.7V \;,\; \mu_n C_{ox} = 100\,\mu A/V^2 \;,\; L = 1\,\mu m \;,\; W = 32\,\mu m$

از آن جایی که ولتاژ drain از گیت بیشتر است لذا ترانزستور باید در ناحیه اشباع باشد لذا از روابط این ناحیه استفاده می‌شود:

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$i_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{w}{L}(v_{GS}-v_t)^2$$

$$400 = \frac{1}{2}\times 100\times\frac{32}{1}v_{ov}^2 \Longrightarrow v_{ov}=0.5 \longrightarrow v_{GS}=v_t+v_{ov}=0.7+0.5=1.2$$

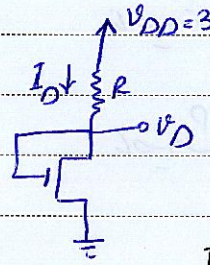
$$\Longrightarrow v_S=-1.2\,v$$

$$R_D=\frac{2.5-0.5}{0.4}=5\,k\Omega$$

$$R_S=\frac{-1.2-(-2.5)}{0.4}=3.25\,k\Omega$$

مثال: در مدار زیر R را بنحوی پیدا کنید که $I_D=80\,\mu A$ باشد. مقدار v_D چقدر خواهد بود

$v_t=0.6\,v$, $\mu_n C_{ox}=200\,\mu A/V^2$, $L=0.8\,\mu m$, $w=4\,\mu m$, $\lambda=0$



$v_D=v_G \Longrightarrow v_{DG}=0 \Longrightarrow$ ناحیه اشباع

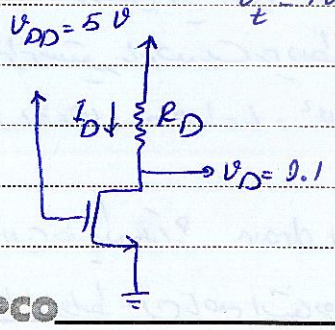
$$I_D=\frac{1}{2}k'\frac{w}{L}(\underbrace{v_{GS}-v_t}_{v_{ov}})^2 \Longrightarrow v_{ov}=\sqrt{\frac{2\times 80}{200\times(4/0.8)}}=0.4\,v$$

$$v_{GS}=v_t+v_{ov}=0.6+0.4=1 \Longrightarrow v_D=v_G=1$$

$$R=\frac{3-1}{0.08}=25\,k\Omega$$

مثال: مدار مقابل را به گونه‌ای طراحی کنید که مقدار $v_D=0.1$ باشد. در این حالت مقدار مقاومت بین drain و source چقدر است.

$v_t=1\,v$, $k'\frac{w}{L}=1\,\frac{mA}{V^2}$



$5-1>v_{DS}=0.1 \Longrightarrow$ ناحیه تریود

$$I_D=1\times\left[(5-1)\times 0.1-\frac{1}{2}\times 0.01\right]=0.395\,mA$$

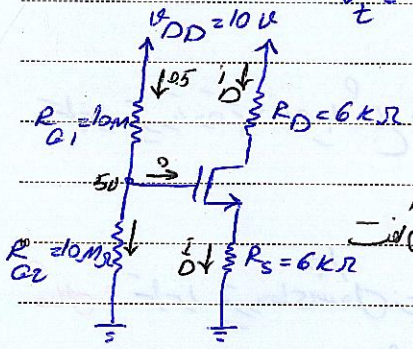
دانشکده مهندسی کامپیوتر
اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

$$R_D = \frac{5-0.1}{0.395} = 12.4\,k\Omega$$

برای مقدار کم v_{DS} مقدار مقاومت درین - سورس برابر است با:

$$r_{DS} = \frac{v_{DS}}{I_D} = \frac{0.1}{0.395} = 253\,\Omega$$

مثال: در مدار شکل زیر ولتاژ نقاط مختلف و جریان شاخه‌های آنرا بدست آورید. از اثر مدولاسیون کانال چشم پوشی کنید. $v_t = 1\,v$, $k'\frac{W}{L} = 1\,mA/v^2$



$$v_G = v_{DD}\frac{R_{G2}}{R_{G2}+R_{G1}} = 10\times\frac{10}{10+10} = 5\,v$$

چون ولتاژ گیت مثبت است پس ترانزیستور روشن است ولی نمی‌توان گفت در ناحیه اشباع است یا تریود. پس فرض می‌کنیم در ناحیه اشباع باشد

$$v_{GS} = 5 - 6I_D$$

$$I_D = \frac{1}{2}k_n'\frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)^2 = \frac{1}{2}(5-6I_D-1)^2 \Rightarrow 18I_D^2 - 25I_D + 8 = 0$$

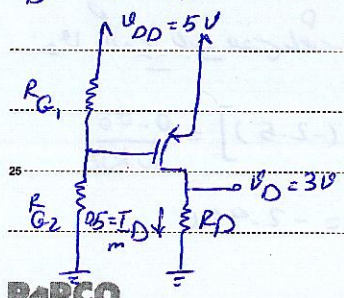
$I_D = 0.89\,mA$ ← غلط $v_S = 5.3$ معنی ندارد

$I_D = 0.5\,mA$ ← درست

$$I_D = 0.5\,mA \Rightarrow v_S = 0.5\times 6 = 3\,v \Rightarrow v_D > v_G - v_t$$

فرض اشباع بودن درست است

مثال: مدار شکل زیر را به نحوی طراحی کنید که ترانزیستور در حالت اشباع بوده و $v_D = 3\,v$, $I_D = 0.5\,mA$ باشد. حداکثر مقدار R_D که ترانزیستور را در ناحیه اشباع نگه دارد چقدر است؟



$v_t = -1\,v$, $k'(\frac{W}{L}) = 1\,mA/v^2$, $\lambda = 0$

فرض می‌کنیم در ناحیه اشباع باشد

دانشکده مهندسی کامپیوتر
اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

$$2.5 = \frac{1}{2} \times 1 \, (\underbrace{v_{GS} - v_t}_{v_{ov}})^2 \Rightarrow v_{ov} = -1v \longrightarrow v_{GS} = v_t + v_{ov} = -1 - 1 = -2v$$

$$v_G - v_S = v_{GS} \Rightarrow v_G - 5 = -2 \Rightarrow v_G = 3v$$

$$\Rightarrow R_{G2} = 3M\Omega \;,\; R_{G1} = 2M\Omega$$

$$R_D = \frac{v_D}{I_D} = \frac{3}{0.5} = 6k\Omega$$

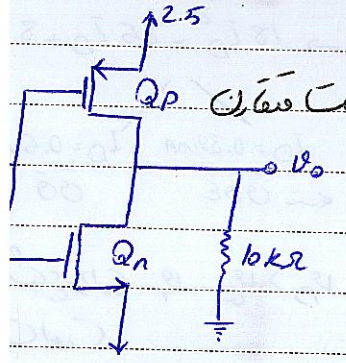
ترانزیستور تا وقتی در ناحیه اشباع خواهد بود که ولتاژ drain به اندازه $|v_t|$ از گیت بیشتر باشد پس

$$v_{D_{max}} = 3 + 1 = 4 \Rightarrow R_D = \frac{4}{0.5} = 8k\Omega$$

مثال: ترانزیستورهای شکل زیر منطبق با هم ساخته شده اند یعنی برای هر دو داریم:

$$\frac{W_n}{L_n} = k'_p \frac{W_p}{L_p} = 1 \, mA/v^2 \qquad v_{tn} = v_{tp} = 1v \;,\; \lambda = 0$$

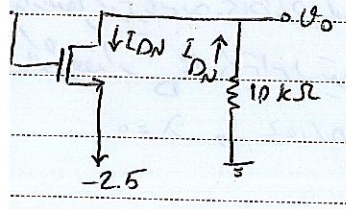
مقدار جریان i_{DN} و i_{DP} و ولتاژ v_o را به ازای مقادیر مختلف -2.5 ، 2.5 و $v_i = 0$ بدست آ



(1) $v_i = 0 \Leftarrow$ برای هر دو ترانزیستور $|v_{GS}| = 2.5$ در نتیجه به حالت متقارن بودن دو ترانزیستور باید مقدار $v_o = 0$ در نتیجه چون $|v_{DG}| = 0$ هر دو ترانزیستور در حالت اشباع است

$$I_{DP} = I_{DN} = \frac{1}{2} \times 1 \times (2.5 - 1)^2 = 1.125 \; mA$$

(2) $v_i = 2.5 \Leftarrow$ برای ترانزیستور PMOS ولتاژ $v_{GS} = 0$ شده و لذا قطع خواهد بود



v_o ناگزیر باید منفی باشد در نتیجه $v_{GD} > v_t$ و در ناحیه تریود است

$$I_{DN} = 1\left[2.5 - (-2.5) - 1\right]\left[v_o - (-2.5)\right] = \frac{0 - v_o}{10k\Omega}$$

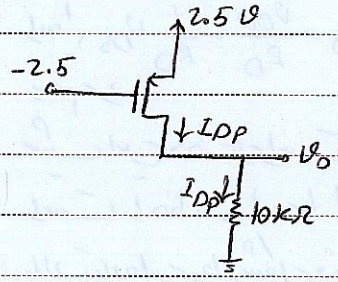
$$\Rightarrow I_{DN} = 0.244 \; mA \;,\; v_o = -2.44v$$

$$v_{DS} = -2.44 - (-2.5) = 0.06v$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

3) $v_i = 2.5V$ ⇐ هنوز در حال به صورت قرینه خواهد بود ترانزیستور Q_N قطع و Q_P در ناحیه تریود قرار دارد.



$I_{DP} = 2.44\,mA$, $v_o = 2.44\,V$

استفاده از MosFet در مدارات تقویت کننده:

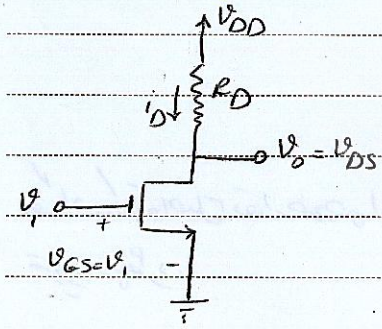
ایده استفاده از MosFet به عنوان تقویت کننده از این خاصیت نشأت می‌گیرد که وقتی که ترانزیستور در ناحیه اشباع قرار می‌گیرد به صورت یک منبع جریان کنترل شونده توسط ولتاژ عمل می‌کند (تغییرات ولتاژ v_{GS} باعث تغییر جریان I_D می‌شود.) از این رو ترانزیستور می‌تواند به صورت یک تقویت کننده transconductance عمل نماید.

باید توجه شود که رابطه جریان I_D با v_{GS} یک رابطه کاملاً غیرخطی است در حالی که علاقمند هستیم تقویت کننده‌ای با رابطه خطی داشته باشیم. برای فائق آمدن بر این مشکل از بایاس DC استفاده می‌شود. در این روش ترانزیستور با یک مقدار v_{GS} مشخص بایاس می‌شود تا یک مقدار I_D مشخص پیدا کند سپس سیگنال کوچک v_{GS} به آن اضافه می‌شود تا جریان i_d متناسب با این مقدار کوچک تغییر نماید.

مشخصه انتقال ترانزیستور (کار با سیگنال بزرگ):

شکل مقابل یک تقویت کننده متداول یعنی source مشترک را نشان می‌دهد که در آن source زمین شده، بین ورودی و خروجی تقویت کننده مشترک است.

اگرچه با تغییر ولتاژ v_{gs} قصد تغییر i_d را داریم اما می‌توان با قرار دادن مقاومت R_D در مدار ولتاژ خروجی متغیری داشت:



$$v_o = v_{DS} = v_{DD} - R_D i_D$$

$$i_D = \frac{v_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} v_{DS}$$

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری
دانشگاه صنعتی امیرکبیر

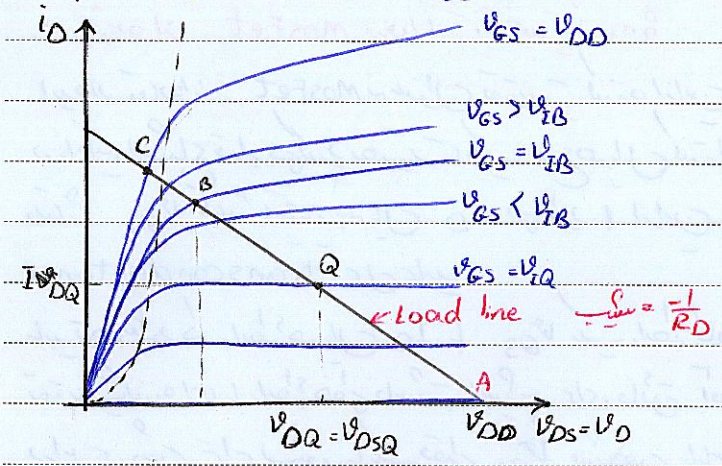
Subject:
Year. Month. Date. ( )

بدست آوردن مشخصه انتقال به روش گرافیکی:

رابطه $i_D = \frac{v_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} v_{DS}$ را می‌توان بصورت یک خط راست بر روی منحنی مشخصه ترانزیستور رسم نمود.

شیب این خط برابر است با $\frac{-1}{R_D}$ از آنجائیکه معمولاً R_D همان مقاومت بار است، این خط راست را خط بار (load line) می‌گویند.

با استفاده از نمودار شکل مقابل می‌توان به ازای هر مقدار v_I ($v_I = v_{GS}$)، مقدار خروجی v_O مربوطه را مشخص نمود.



به ازای مقادیر $v_I = v_{GS} < v_t$ ترانزیستور قطع بوده و جریان صفر است (نقطه A) لذا $v_O = v_{DS} = v_{DD}$

با بیشتر شدن v_I از v_t ترانزیستور روشن شده و i_D افزایش یافته و v_O کاهش خواهد یافت.

از آن جایی که در ابتدا v_O زیاد بود ترانزیستور در ناحیه اشباع شدگی به کار می‌کند و با افزایش ورودی v_I در بین دو نقطه A و B همچنان در اشباع باقی می‌ماند.

در بین این دو نقطه به ازای یک مقدار مشخص به نام نقطه کار Q داریم:

$$v_{GS} = v_{IQ}$$

$$v_{OQ} = v_{DSQ} \quad \text{and} \quad I_{DQ}$$

هنگامی که تفاضل مقدار خروجی از ورودی، از v_t کمتر می‌شود ترانزیستور از ناحیه اشباع خارج و وارد ناحیه تریود می‌شود.

$$v_{OB} = v_{IB} - v_t$$

انجمن مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

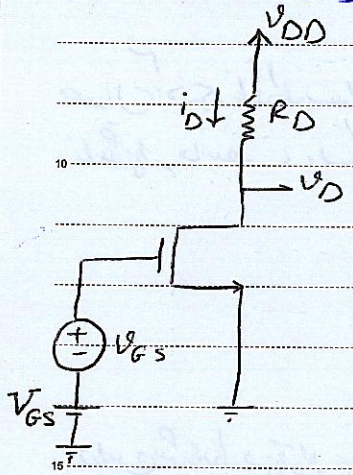
Subject:
Year. Month. Date. ( )

برای مقادیر $v_I > v_{IB}$ ترانزیستور بصورت عمیق‌تری در ناحیه تریود فرو رفته و ولتاژ خروجی به صفر میل می‌کند.

مدل سیگنال کوچک:

یک ترانزیستور MOSFet در ناحیه اشباع می‌تواند بصورت یک تقویت کننده عمل نماید. در صورتیکه سیگنال ورودی کوچک باشد این تقویت تقریباً خطی خواهد بود.

ترانزیستور با انتخاب v_{GS} و v_{DS} مناسب در یک نقطه کار DC بایاس می‌شود. سیگنال کوچک v_{GS} به مقدار DC لازم بایاس یعنی V_{GS} اضافه می‌شود. این سیگنال که مقدار آن باید کوچک باشد سیگنالی که برای ما است که باید تقویت شود.



نقطه بایاس DC:

برای پیدا کردن نقطه کار DC مقدار ولتاژ سیگنال کوچک صفر در نظر گرفته می‌شود. در اینصورت با صرف نظر از مدولاسیون کانال برای جریان درین داریم:

$$I_D = \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} (v_{GS} - v_t)^2$$

$$v_D = v_{DD} - R_D I_D$$

شرط قرار گرفتن در ناحیه اشباع $v_D > v_{GS} - v_t$

چون روی ولتاژ درین یک سیگنال ولتاژ نیز سوار است، v_D باید به حد کافی از $(v_{GS} - v_t)$ بزرگتر باشد.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

جریان سیگنال در Drain :

با اضافه کردن سیگنال ورودی v_{gs} به مقدار بایاس خواهیم داشت :

$$i_D = \frac{1}{2}k'\frac{W}{L}(v_{GS}+v_{gs}-v_t)^2 = \underbrace{\frac{1}{2}k'_n\frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)^2}_{\text{مولفه DC جریان}} + \underbrace{k'\frac{W}{L}(v_{GS}-v_t)v_{gs}}_{\text{مولفه‌ای از جریان که با سیگنال ورودی متناسب است.}} + \underbrace{\frac{1}{2}k'_n\frac{W}{L}v_{gs}^2}_{\text{مولفه غیرخطی جریان (مطلوب نیست)}}$$

جریان آخری نامطلوب است زیرا پاسخ‌دهنده اعوجاج غیرخطی است. برای کاهش اعوجاج غیرخطی ناشی از ماسفت، سیگنال ورودی باید آنقدر کوچک باشد که داشته باشیم:

$$\frac{1}{2}k'_n\frac{W}{L}v_{gs}^2 \ll k'_n\frac{W}{L}(V_{GS}-v_t)v_{gs}$$

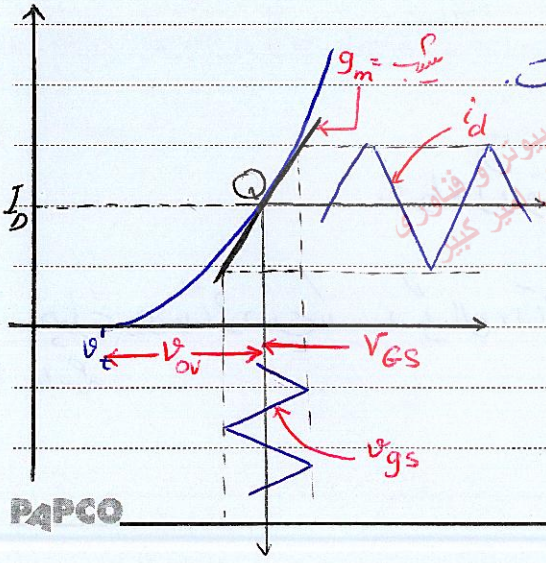
$$\Rightarrow \quad v_{gs} \ll 2(V_{GS}-v_t)$$

در این شرایط می‌توان جمله آخر را در نظر نگرفت و داریم:

$$i_D \simeq I_D + i_d$$

$$i_d = k'_n\frac{W}{L}(V_{GS}-v_t)v_{gs} \longrightarrow g_m \equiv \frac{i_d}{v_{gs}} = k'_n\frac{W}{L}(V_{GS}-V_t)$$

که در واقع با شیب منحنی $i_d - v_{gs}$ در نقطه کار برابر است.



$$g_m \equiv \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_{V_{GS}=v_{gs}}$$

دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی شریف
اطلاعات دانشگاه صنعتی شریف

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تعیین ولتاژ B

مقدار لحظه‌ای ولتاژ drain برابر است با:

$$v_D = V_{DD} - R_D i_D$$

که تحت شرایط سیگنال کوچک داریم:

$$v_D = V_{DD} - R_D(I_D + i_d) \longrightarrow v_D = V_D - R_D i_d$$

$$V_D = V_{DD} - R_D I_D$$

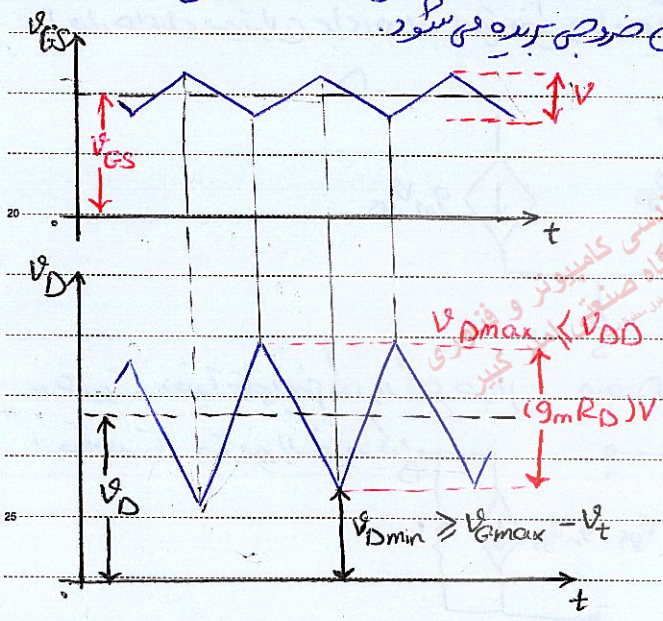
از این رو مؤلفه سیگنال ولتاژ خروجی برابر است با:

$$v_d = -i_d R_D = -g_m v_{gs} R_D$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

علامت منفی نشان می‌دهد که سیگنال خروجی v_d نسبت به سیگنال ورودی v_{gs}، 180° اختلاف فاز دارد.

شکل زیر سیگنال ورودی و خروجی تقویت کننده و همچنین شرایطی را که برای کار تقویت کننده در ناحیه اشباع دارم است نشان می‌دهد. مانند هم v_D باید از V_{DD} کوچکتر باشد در غیر این صورت فت وارد ناحیه قطع شده و قله‌های شکل موج سیگنال خروجی بریده می‌شود.



دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی خیبر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدار معادل سیگنال کوچک:

آنالیز یک تقویت کننده را می‌توان بطور جداگانه برای ورودی بایاس و سیگنال کوچک انجام داد.
در حالت سیگنال کوچک ترانزیستور را می‌توان بصورت یک تقویت کننده جریان که مقدار آن توسط ولتاژ گیت کنترل می‌شود مدل نمود. مدار مقاومت ورودی آن بسیار بزرگ (بی‌نهایت) است.
مقدار مقاومت خروجی آن نیز بسیار بزرگ است.

از آن جایی که در عمل در ناحیه اشباع بواسطه وجود خاصیت مدولاسیون کانال، جریان Drain علاوه بر v_{gs} به ولتاژ v_{ds} نیز بستگی دارد. این وابستگی را می‌توان بصورت مقاومت r_o مطابق شکل مقابل در مدل سیگنال کوچک در نظر گرفت:

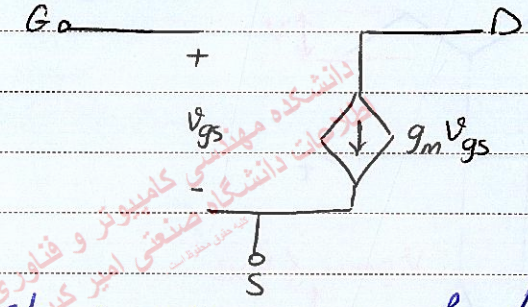
$$r_o = \frac{|v_A|}{I_D} \qquad v_A = \frac{1}{\lambda} \qquad I_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} v_{ov}^2$$

توجه شود که هم مقدار g_m و هم مقدار r_o به نقطه کار DC بستگی دارد.
در تحلیل مدارهای تقویت کننده دارای FET می‌توان مدار معادل زیر را به جای ترانزیستور گذاشت.
هیچ مدار تغییری نمی‌کند به جز:

۱- منابع ولتاژ DC که به جایشان اتصال کوتاه گذاشته می‌شود (جریان سیگنال یک منبع جریان DC همیشه صفر است.

۲- منابع جریان ثابت ایده‌آل را به صورت مدار باز در نظر می‌گیریم.

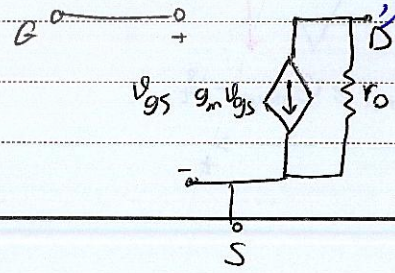
از مدار حاصل می‌توان برای محاسبات مقدار محاسبه گین استفاده کرد.



به صورت دقیق‌تر می‌دانیم که در اشباع جریان Drain با v_{DS} رابطه خطی دارد پس می‌توان در مدل ترانزیستور از مقاومت r_o نیز استفاده کرد.

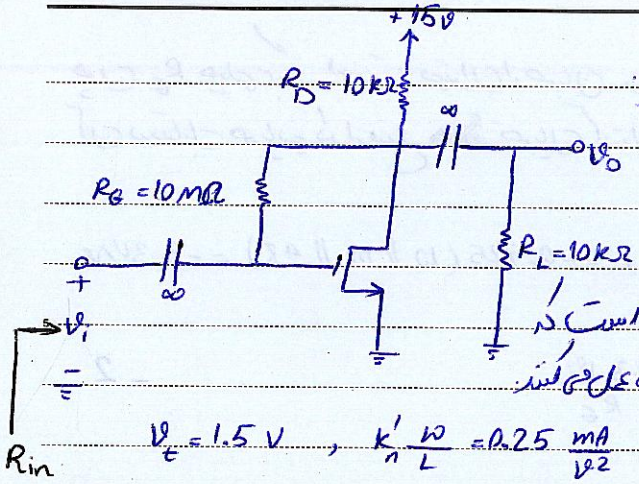
$$\frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m (R_D \| r_o)$$

مقاومت خروجی r_o باعث کاهش اندازه بهره ولتاژ می‌شود.



دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )



مثال: برای مدار مقابل مقادیر زیر را بدست آورید.

- گین سیگنال کوچک
- مقدار مقاومت ورودی
- مقدار مقاومت خروجی

فرض کنید مقدار خازنهای کوپلینگ به اندازه‌ای بزرگ است که برای کلیه فرکانسهای کاری مدار بصورت اتصال کوتاه عمل می‌کنند.

$$V_t = 1.5\,V \quad , \quad k_n' \frac{W}{L} = 0.25\,\frac{mA}{V^2} \quad , \quad V_A = 50\,V$$

ابتدا نقطه کار DC را بدست می‌آوریم:

$$I_D = \frac{1}{2} \times 0.25 \times (V_{GS} - 1.5)^2$$

از آنجایی که جریانی از R_G نمی‌گذرد و $V_G = V_D$ است خواهیم داشت:

$$(I) \quad I_D = 0.125\,(V_D - 1.5)^2$$

$$(II) \quad V_D = 15 - R_D I_D = 15 - 10\,I_D$$

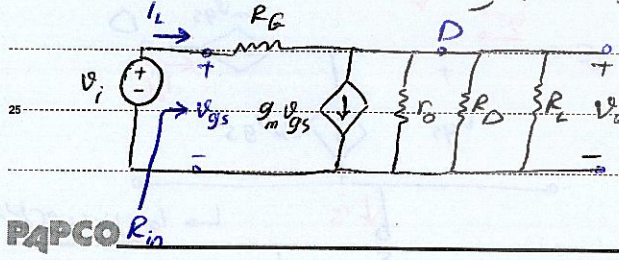
که با حل این دو معادله داریم:

$$(I),(II) \Rightarrow I_D = 1.06\,mA \quad , \quad V_D = 4.4\,V \quad (\text{نقطه کار})$$

$$g_m = k_n' \frac{W}{L}(V_{GS} - V_t) = 0.25\,(4.4 - 1.5) = 0.725\,mA/V$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{50}{1.06} = 47\,k\Omega$$

1- مدل سیگنال کوچک مدار با جایگزین کردن ترانزیستور با مدل آن و اتصال کوتاه کردن منبع ولتاژ به زمین و همچنین اتصال کوتاه کردن خازنهای کوپلینگ بدست می‌آید.



دانشگاه صنعتی امیرکبیر
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

چون R_G خیلی بزرگ است می‌توان از جریان $v_o = -g_m v_{gs}(R_D \| R_L \| r_o)$ آن در مقابل جریانی که از منبع جریان کنترل شده $g_m v_{gs}$ می‌گذرد چشم پوشید

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m(R_D \| R_L \| r_o) = -0.725(10 \| 10 \| 4k) = -3.3\,V/V$$

2- $$i_i = (v_i - v_o)/R_G = \frac{v_i}{R_G}\left(1 - \frac{v_o}{v_i}\right) = \frac{4.3\,v_i}{R_G}$$

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_G}{4.3} = \frac{10}{4.3} = 2.33\,M\Omega$$

3- مقدار حداکثر ورودی باید به نحوی باشد که ترانزیستور از اشباع خارج نشود:

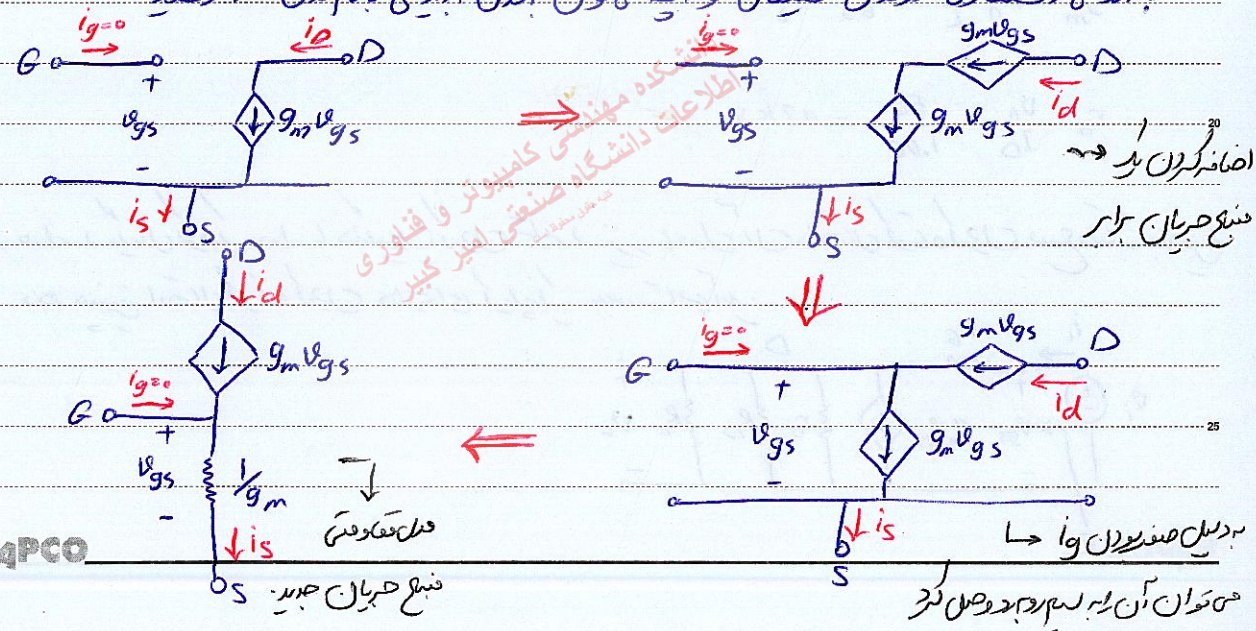
$$v_{DS} \geq v_{GS} - v_t$$

$$v_{DS_{min}} = v_{GS_{min}} - v_t \Longrightarrow v_{DS} - |A_v|\hat{v}_i = v_{GS} + \hat{v}_i - v_t$$

$$4.4 - 3.3\hat{v}_i = 4.4 + \hat{v}_i - 1.5 \Longrightarrow \hat{v}_i = 0.34\,V$$

مدار معادل T:

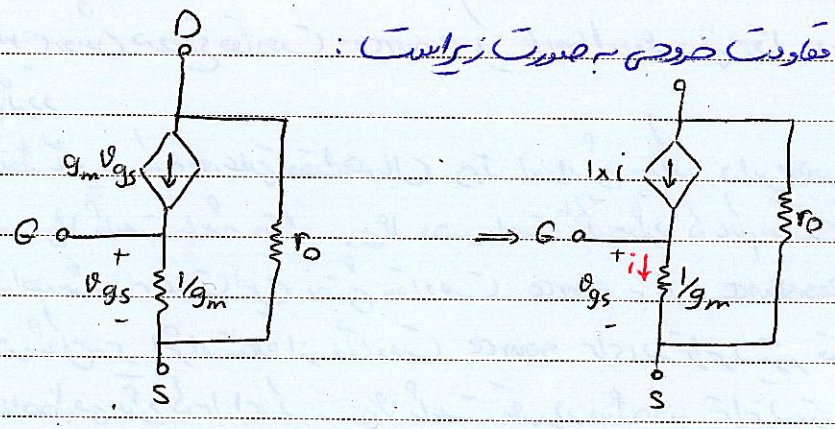
با اندکی دستکاری در مدل سیگنال کوچک می‌توان به مدل جدیدی با نام مدل T رسید.



دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدل T با در نظر گرفتن مقاومت خروجی به صورت زیر است:



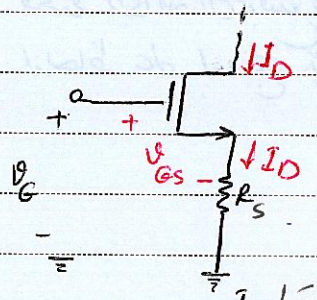
روش های مختلف بایاس کردن MOSFet:

بایاس تقویت کننده باید به گونه ای باشد که ضمن داشتن جریان I_D پایدار و قابل پیش بینی، مقدار V_{DS} نیز به گونه ای باشد که به ازای تمامی مقادیر سیگنال ورودی ترانزیستور در ناحیه اشباع کار کند.

I) بایاس از طریق ثابت نگه داشتن V_{GS}:

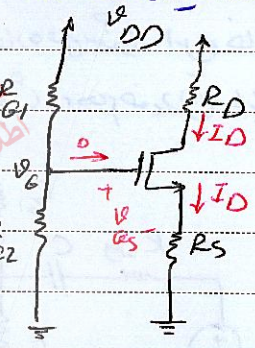
ساده ترین راه بایاس این است که ولتاژ گیت - source طوری انتخاب شود که I_D دلخواه را بوجود آورد. این کار را می توان با استفاده از یک مقسم ولتاژ مقاومتی که به V_{DD} وصل است انجام داد.

این روش گرچه ساده است ولی چندان مناسب نیست! زیرا طبق رابطه $I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_t)^2$ مقدار جریان علاوه بر ولتاژ V_{GS} به پارامترهای دیگری چون C_{ox} و $\frac{W}{L}$ بستگی دارد که چه برای ترانزیستورهای منفرد و چه ترانزیستورهای داخل مدارات مجتمع مقدار آنها از یک ترانزیستور به دیگری می تواند متفاوت باشد.



$$V_G = V_{GS} + R_S I_D$$

اگر V_G خیلی بزرگتر از V_{GS} باشد مقدار I_D عمدتاً به V_G و R_S بستگی دارد.



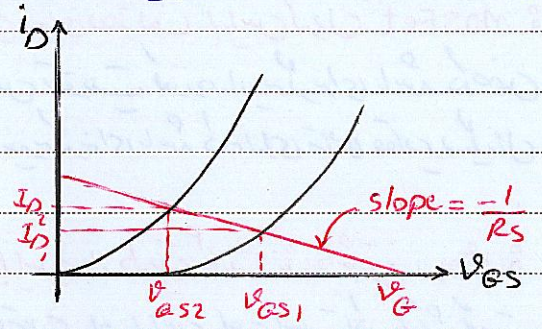
دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در این روش در واقع مقاومت source یک Feedback منفی برقرار می کند که باعث تثبیت مقدار I_D می گردد.

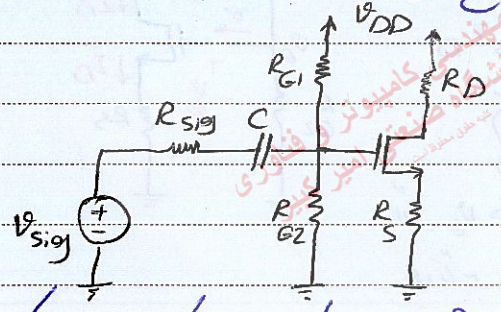
در نظر بگیرید که به هر علتی مقدار جریان I_D افزایش پیدا کند در این صورت طبق رابطه $v_G = v_{GS} + R_S I_D$ اگر v_G ثابت باشد مقدار v_{GS} مجبور است کاهش پیدا کند با کم شدن آن مقدار جریان I_D نیز کم خواهد شد. به علت این نقش مقاومت source به آن degeneration Resistance می گویند.

در شکل زیر اثر استفاده از مقاومت source برای دو ترانزیستور مقاومت نشان داده شده است. ملاحظه می شود که به ازای یک v_G ثابت تغییر در مشخصه ترانزیستور به تغییرات کمی در جریان گیت منجر می شود.



از مدار زیر برای بایاس کردن تقویت کننده سورس مشترک استفاده می شود که با استفاده از یک مقسم مقاومتی و از طریق v_{DD} مقدار مورد نظر برای v_G تأمین می شود. معمولاً مقاومت ها خیلی بزرگ انتخاب می شوند تا مقاومت ورودی تقویت کننده هنگامی که به منبع سیگنال وصل می شود بزرگ باشد.

معمولاً برای اتصال به منبع سیگنال از یک خازن کوپلینگ استفاده می شود. این خازن تقویت کننده را از لحاظ dc از منبع سیگنال جدا می کند تا منبع سیگنال باعث به هم خوردن بایاس dc آن نشود.



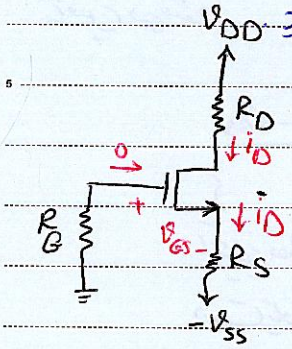
مقدار خازن کوپلینگ به اندازه کافی بزرگ انتخاب می شود تا در همه فرکانس های کاری تقویت کننده به صورت اتصال کوتاه عمل نماید.

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در این مدار همچنین مقدار R_D بزرگ انتخاب می‌شود تا تغییرات ورودی باعث خروج ترانزیستور از حالت اشباع نشود.

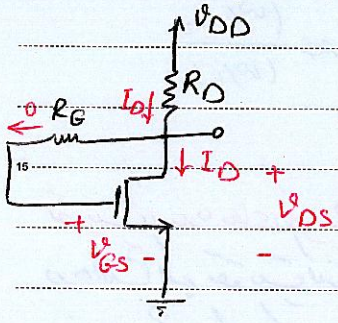
نکته: اگر دو منبع تغذیه در اختیار باشد ساده‌تر خواهد بود که از مدار زیر استفاده شود



سیگنال ورودی از طریق مقاومت بزرگ R_G به تقویت کننده وصل خواهد شد.

(II) بایاس از طریق مقاومت فیدبک:

برای بایاس کردن می‌توان از مقاومت فیدبکی استفاده کرد که درین را به گیت وصل می‌کند. مقدار این مقاومت بسیار بزرگ است (MΩ) و صفر بودن جریان گیت باعث می‌شود تا ولتاژ gate و drain مساوی شوند.



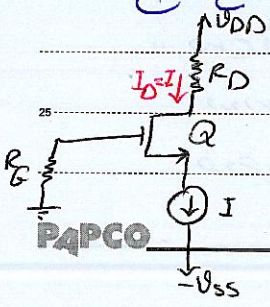
$$v_{GS} = v_{DS} = v_{DD} - R_D I_D \longrightarrow v_{DD} = v_{GS} + R_D I_D$$

اگر جریان I_D زیاد باشد مقدار v_{GS} کم می‌شود که به نوبه خود باعث کم شدن I_D و خنثی کردن افزایش جریان و یا تثبیت آن می‌شود.

در عمل اعمال ورودی به گیت این مدار دریافت خروجی از آن از طریق خازن‌های کوپلینگ انجام می‌شود.

(III) بایاس از طریق یک منبع جریان ثابت:

در این مدار یک مقاومت بزرگ R_G گیت را به زمین وصل کرده و مقاومت ورودی ترانزیستور را بالا نگه می‌دارد. R_D مقدار DC خروجی را تعیین کرده و باید به گونه‌ای باشد که ترانزیستور از حالت اشباع خارج نشود.

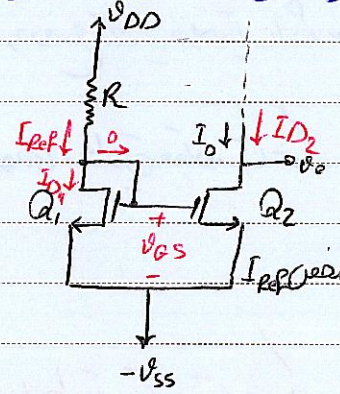


PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدار منبع جریان ثابت (current mirror) :

از مدار شکل مقابل می‌توان به عنوان یک منبع جریان ثابت استفاده کرد. ترانزیستور Q_1 که drain آن به source وصل شده است در حالت اشباع است. جریان این ترانزیستور از طریق دو منبع تأمین می‌شود:



$$I_{D1} = I_{Ref} = \frac{v_{DD} + v_{SS} - v_{GS}}{R}$$

با تعیین مقدار R و مشخصه ترانزیستور Q_1 می‌توان به مقدار مشخص I_{Ref} دست یافت.

مقدار v_{GS} در دو ترانزیستور باید یکسان برابر است در نتیجه داریم:

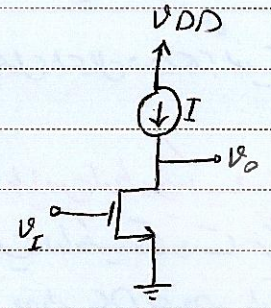
$$I_{D1} = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 (v_{GS} - v_t)^2$$

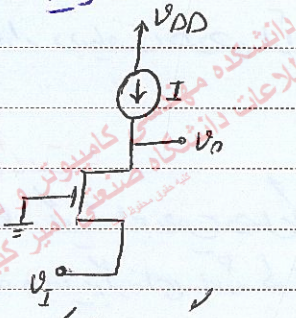
$$I_o = I_{D2} = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L}\right)_2 (v_{GS} - v_t)^2$$

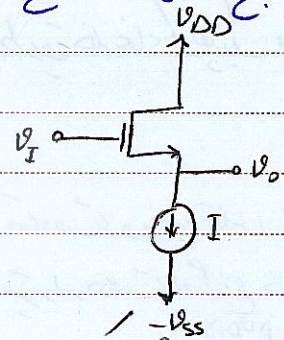
$$I_o = I_{Ref} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

تقویت کننده های یک طبقه:

در حالت کلی تقویت کننده های یک طبقه شامل یک ترانزیستور و یک مقاومت بار می‌شود که ترانزیستور در ناحیه اشباع کار می‌کند. سه نوع آرایش مختلف امکان پذیر می‌باشد:







"سورس مشترک"	"گیت مشترک"	"درین مشترک"
ورودی: گیت	ورودی: source	ورودی: گیت
خروجی: درین	خروجی: درین	خروجی: source

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

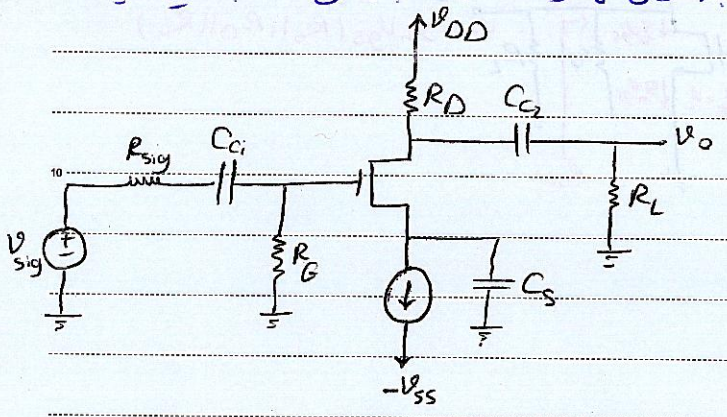
Subject:
Year. Month. Date. ( )

تقویت کننده سورس مشترک:

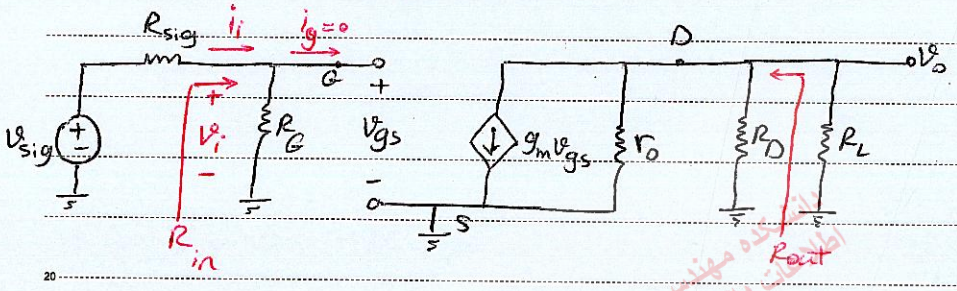
source از طریق یک خازن بزرگ به زمین وصل می‌شود. این خازن برای سیگنال کوچک بصورت اتصال کوتاه به زمین عمل خواهد نمود. این عمل باعث می‌شود تا مقاومت خروجی منبع جریان تأثیری در سیگنال نداشته باشد. به این خازن Bypass capacitor گفته می‌شود.

منبع سیگنال نیز از طریق خازن کوپلینگ بزرگی که برای فرکانس‌های کاری می‌توان آن را اتصال کوتاه فرض کرد به تقویت کننده وصل می‌شود تا تأثیری در بایاس نداشته باشد.

خروجی نیز بوسیله‌ی خازن کوپلینگ دیگری به بار اعمال می‌شود. مقاومت بار معلوم است یا بارهایی و یا مقاومت ورودی یک طبقه تقویت کننده دیگر باشد.



$\Downarrow$ → معادل سیگنال کوچک



$$v_i = v_{sig}\frac{R_{in}}{R_{in}+R_{sig}} = v_{sig}\frac{R_G}{R_G+R_{sig}} \qquad R_{in}=R_G$$

$R_G \gg R_{sig} \Longrightarrow v_i \cong v_{sig}$ ⟸ معمولاً R_G خیلی بزرگ انتخاب می‌شود

$$v_i = v_{gs} \qquad v_o = -g_m v_{gs}(r_o \parallel R_D \parallel R_L) \Longrightarrow \boxed{A_v = -g_m(r_o \parallel R_D \parallel R_L)}$$

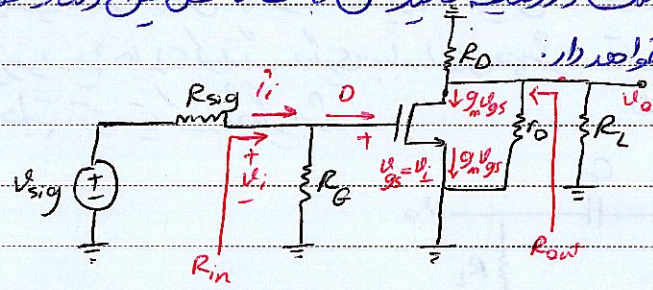
دانشکده مهندسی کامپیوتر و مخابرات
دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

بهره ولتاژ کلی از خروجی به منبع $G_v = \frac{R_{in}}{R_{in}+R_{sig}} A_v = -\frac{R_G}{R_G+R_{sig}} g_m (r_o \parallel R_D \parallel R_L)$

برای تعیین مقاومت خروجی $v_{sig}=0$ قرار داده می‌شود ⇐ $R_{out} = r_o \parallel R_D$??

مقاومت خروجی (r_o) بین drain و source ظاهر می‌شود. در حالت سیگنال کوچک این مقاومت با R_D موازی است و در نتیجه تأثیر آن باعث کاهش گین ولتاژ خواهد شد.
مقاومت خروجی را نیز کاهش خواهد داد.

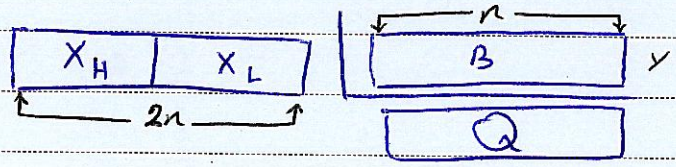


دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:
Year. Month. Date. ( ) ۸۶۳۱۰۳۸ الهه سلطان آقائی

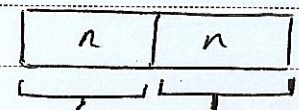
تمرین: ثابت کنید شرط لازم برای تشخیص n بیتی شدن Q لازم و کافی است:

$X_H \geq Y$ ← Q بیش از n بیت می‌شود



اثبات:

در عملیات تقسیم مقسوم علیه را n بیتی و مقسوم را 2n بیتی در نظر می‌گیریم. طبق عملیات تقسیم باید در هر مرحله از تقسیم n بیت از مقسوم را جدا کرده و با مقسوم علیه مقایسه کنیم و به ازای هر مقایسه یک بیت از Q مقدار دهی می‌شود. تعداد n بیتی‌ها از مقسوم برابر با (n+1) است زیرا



در مرحله اول با مقسوم علیه مقایسه می‌شود

به ازای هر بیت که به نتیجه اضافه می‌شود یک مقایسه انجام می‌دهیم.

$\Longrightarrow (n+1)$ تعداد n بیتی‌های جدا شده

در نتیجه (n+1) بیت در Q مقدار دهی می‌شود برای اینکه بتوانیم n+1 بیت را در n بیت نمایش دهیم باید بیت بالارزش‌تر آن صفر باشد (تنها راه حل موجود). برای اینکار نیز باید حاصل اولین مرحله تقسیم صفر شود در نتیجه $X_H < B$ باشد ← پس اگر $X_H \geq Y$ باشد حتماً over flow اتفاق می‌افتد چون بالارزش‌ترین بیت Q مقدار یک داشته و Q n+1 بیتی می‌شود.

دانشگاه صنعتی امیرکبیر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

Subject:

Year. Month. Date. ( )

دانشکده مهندسی کامپیوتر و فناوری اطلاعات دانشگاه صنعتی امیر کبیر
کلیه حقوق محفوظ است

PAPCO