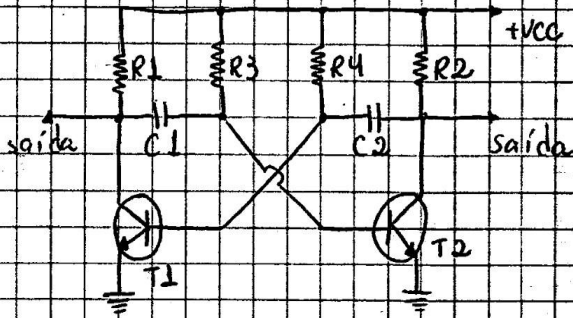


Multivibrador Astável com Transistores



Para entendermos o funcionamento deste circuito vamos supor que um transistor esteja em corte e o outro saturado (condição verdadeira na prática).

Estando T2 saturado teremos uma extremidade de C2 aterrada, ele então começará a se carregar através de R4 não permitindo que praticamente nenhuma corrente vá para a base de T1 (além de C2 não possuir sobre si um potencial que permita a condução de T1)

Quando ele estiver "carregado" a tensão sobre ele fará T1 saturar, colocando assim uma extremidade de C1 no terra. C1 começará a se carregar através de R3, consumindo toda a corrente, impedindo que

ele vai para a base de T2 T2 então entrará em corte. Quando C1 se carregar T2 saturará e T1 entrará em corte.

Este ciclo continuará assim indefinidamente.

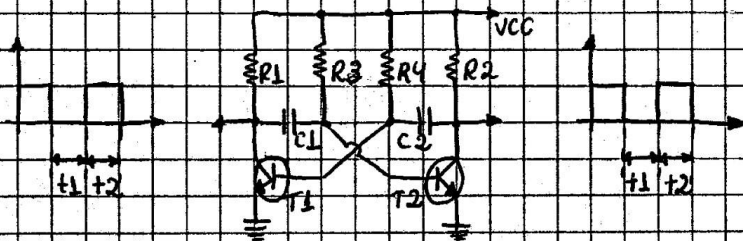
Como as saídas são nos coletores dos transistores e eles ou saturam ou cortam, teremos nas saídas ondas quadradas.

Quando C1 se carrega T2 corta e C2 se descarrega através da base de T1.

Quando C2 se carrega T1 corta e C1 se descarrega através da base de T2.

A largura dos períodos altos e baixos dependerá das constantes $R3 \times C1$ e $R4 \times C2$.

Veja a figura:



$$t_1 \approx 0,7 R_3 C_1$$

$$t_2 \approx 0,7 R_4 C_2$$

$$F = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

$$t_1 \approx 0,7 R_4 C_2$$

$$t_2 \approx 0,7 R_3 C_1$$

Se $R3 = R4$ e $C1 = C2$, $F = \frac{1,44}{R \times C}$

A forma de onda nos pontos X são dente de serra (carga e descarga dos capacitores)

Os resistores $R1$ e $R2$ são dimensionados apenas para manter a corrente de coletor dentro de valores suportáveis pelos transistores.

$R1$ e $R2$ não atuam na frequência

$$R1 = \frac{VCC - Vce \text{ saturação}}{I \text{ desejado}}$$

$$R2 = \frac{VCC - Vce \text{ saturação}}{I \text{ desejado}}$$

Em alguns casos, observados na prática, ao se alimentar o circuito o mesmo não oscila. Isto pode acontecer devido há uma grande coincidência entre as características dos componentes. Usando transistores equivalentes, mas não iguais, eliminaremos este problema. No coletor dos transistores podem ser colocados leds e, então, teremos um pisca-pisca.

Linhas de $\lambda/4$ de onda

Uma linha de $\lambda/4$ de onda pode atuar como um transformador casador de impedâncias.

Utilizando-se deste efeito podemos, através de uma linha destas, ligar pontos com diferentes impedâncias sem termos nenhum problema de sinais refletidos.

A expressão matemática que nos permite dimensionar esta linha de $\lambda/4$ de onda é a seguinte:

$$Z_t = \sqrt{Z_{ent.} \times Z_{saída}}$$

Z_t será a impedância da linha.

Para construirmos a linha utilizaremos a seguinte expressão:

$$Z_t = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{d}$$

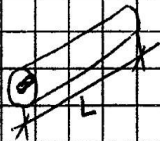
onde $\sqrt{\epsilon}$ é uma constante dielétrica ($\epsilon = 1$, teflon $\cong 2,3$)

Adotamos um diâmetro (d) e conseguimos encontrar o outro (D).



D = diâmetro interno do tubo externo.

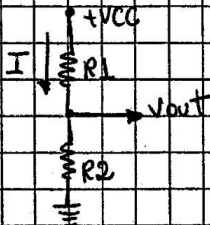
d = diâmetro externo da linha interna.



O comprimento da linha será dimensionado pela expressão seguinte:

$$L = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon}}$$

Divisor de Tensão Resistivo



$$V_{out} = V_{R2} \quad V_{R2} = R2 \cdot I$$

$$V_{CC} = (R1 + R2) \cdot I \quad I = \frac{V_{R2}}{R2} //$$

$$I = \frac{V_{CC}}{R1 + R2} //$$

Igualamos as duas equações:

$$\frac{V_{CC}}{R1 + R2} = \frac{V_{R2}}{R2}$$

$$V_{R2} = \frac{V_{CC}}{R1 + R2} \cdot R2$$

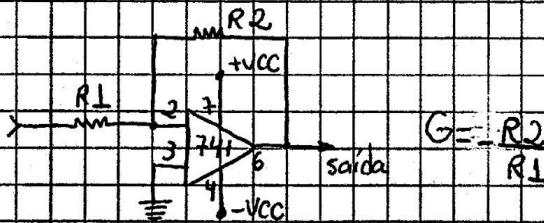
Como $V_{out} = V_{R2}$ temos:

$$V_{out} = \frac{V_{CC}}{R1 + R2} \cdot R2$$

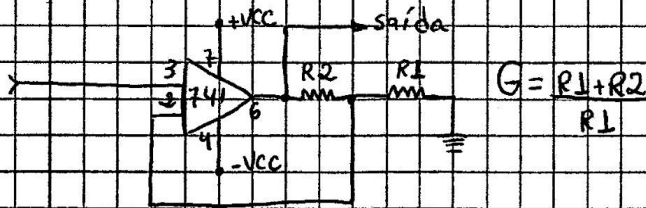
Amplificadores Operacionais

Algumas configurações são base para diversos circuitos, abaixo mostraremos as mesmas com equações que permitem dimensionar os valores dos componentes.

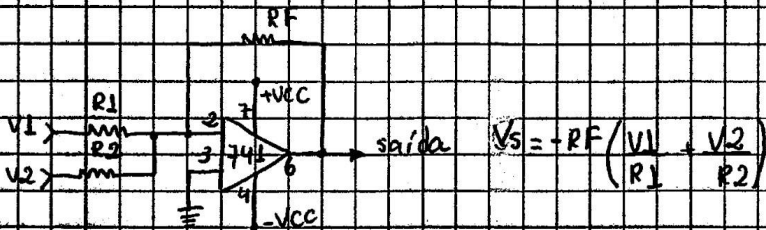
Amplificador Inversor



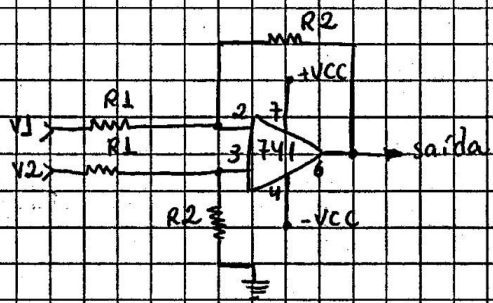
Amplificador não-inversor



Somador

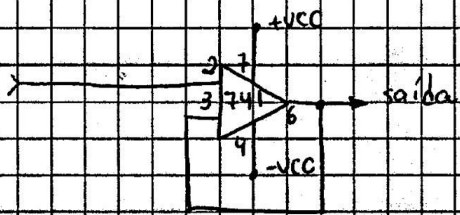


Subtrator

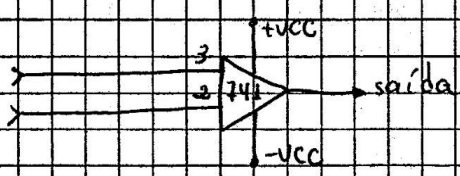


$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

Buffer



Detetor de nível



No caso específico do 741 podemos fazer o ajuste do off-set de tensão da seguinte forma:

Coloca-se uma extremidade de um trimpot de 10k ligada ao pino 5 do CI, a outra extremidade deve ser ligada ao pino 1 do CI, o terminal central do trimpot deve ser ligado ao ~~terra~~ negativo.

tradas (2 e 3) sob o mesmo potencial (em curto) ajusta-se o trimpot até que a saída (pino 6) apresente um potencial igual ou muito próximo de 0 volts.

Está feito o ajuste. Este ajuste só é possível em circuitos com alimentação simétrica (+Vcc e -Vcc).

Polarização de transistores bipolares com divisor resistivo na base

É interessante que, ao polarizarmos um transistor, utilizemos certas considerações:

$$V_{ce} = \frac{1}{2} V_{cc}$$

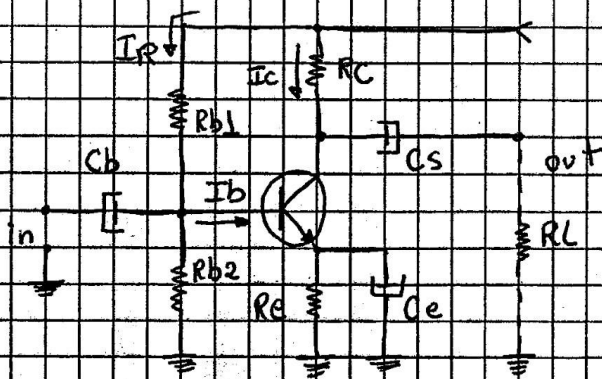
$$G = \frac{R_C}{R_E}$$

$$I_R = I_b \times 10$$

$$I_b = \frac{I_C}{\beta}$$

$$V_{RE} = \frac{1}{10} \times V_{CC}$$

Estas considerações se aplicam ao circuito com divisor de tensão na base.



$$R_C = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_{RE})}{I_C}$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_C} \quad \rightarrow \text{para } \beta > 100$$

$$I_R = \frac{I_C \times 10}{\beta}$$

$$I_b = \frac{I_C}{\beta}$$

$$R_{b1} = \frac{V_{CC} - (V_{BE} + V_{RE})}{I_R}$$

$$R_{b2} = \frac{V_{CC} - V_{R_{b1}}}{I_R - I_b}$$

$$R_{b2} = \frac{V_{BE} + V_{RE}}{I_R - I_b}$$

Os capacitores podem ser dimensionadas da seguinte forma:

$$C_e = \frac{1}{2\pi F X_{C_e}} \quad \text{onde:}$$

$$X_{C_e} = \frac{R_e}{10}$$

*F = máxima frequência a ser amplificada.

$$C_b = \frac{1}{2\pi F X_{C_b}} \quad \text{onde:}$$

$$X_{C_b} = \frac{R_{b1} // R_{b2} // R_{be}}{10}$$

$$R_{be} \approx \frac{V_{be}}{I_b}$$

$$F = *$$

$$C_s = \frac{1}{2\pi F X_{Cs}} \quad \text{onde:}$$

$$X_{Cs} = \frac{R_L}{\omega}$$

$$F = *$$

Exemplo:

$$V_{CC} = 12 \text{ VCC}$$

$$\beta = 200$$

$$F_{\text{mínima}} = 1 \text{ KHz}$$

$$R_L = 4 \text{ K}\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_{RE})}{I_C}$$

$$R_C = \frac{12 - (6 + 2)}{100 \text{ mA}} \quad \text{adotado } I_C = 100 \text{ mA}$$

$$R_C = 48 \Omega$$

$$R_E = \frac{12}{100 \text{ mA}}$$

$$R_E = 12 \Omega$$

$$G = \frac{R_C}{R_E} = \frac{48}{12} = 4$$

$$R_{b1} = \frac{12 - (0,7 + 1,2)}{I_R}$$

$$I_R = \frac{0,1 \times 10}{200} = 0,005 \text{ A}$$

$$R_{b1} = \frac{12 - 1,9}{0,005}$$

$$R_{b1} = 2020 \Omega$$

$$R_{b2} = \frac{0,7 + 1,2}{0,005 - 0,0005}$$

$$R_{b2} = \frac{1,9}{0,0045}$$

$$R_{b2} = 422 \Omega$$

$$C_e = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times X_{C_e}}$$

$$X_{C_e} = \frac{12}{10} = 1,2 \Omega$$

$$C_e = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 1,2}$$

$$C_e = 0,000132 \text{ F}$$

$$C_e = 132 \mu\text{F}$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times X_{C_b}}$$

$$X_{C_b} = \frac{2020 // 422 // R_{b2}}{10}$$

$$X_{Cb} = 24,9 \Omega$$

$$C_b = \frac{1}{27 \times 1000 \times 24,9}$$

$$C_b = \frac{1}{175301}$$

$$C_b = 5,7 \mu F$$

$$C_s = \frac{1}{27 \times 1000 \times 440}$$

$$X_{Cs} = 440 \Omega$$

$$C_s = 338 nF$$

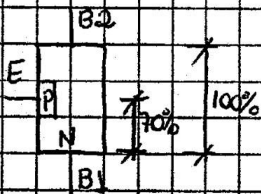
Transistor Unijunção

UJT ou TUN

Funcionamento e polarização

Usos: gerador de forma de onda
osciladores

Constituição interna

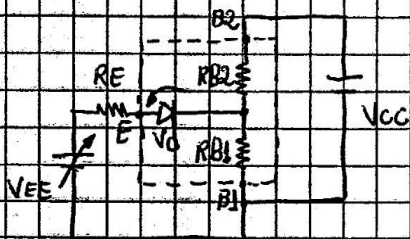


O material N é levemente dopado o que implica numa elevada resistência.

Simbologia



Circuito equivalente



Parâmetros internos

resistência base a base

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

relação intrínseca de bloqueio

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} = \frac{V_{B1}}{V_{CC}}$$

Obs: na prática η varia entre 0,5 a 0,8

Funcionamento

Para que o circuito seja polarizado diretamente é necessário que a tensão entre o emissor e a base 1 (V_{B1}) seja no mínimo igual a:

$$V_{EB1} (\text{tensão entre emissor e base 1}) = V_D + V_{B1}$$

Para sabermos o valor de V_{B1} basta voltarmos a expressão que define η :

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} = \frac{V_{B1}}{V_{CC}} \rightarrow \eta = \frac{V_{B1}}{V_{CC}} \rightarrow V_{B1} = \eta \times V_{CC}$$

temos então:

$$V_{EB} = V_D + \eta \times V_{CC} \quad \text{p/ } V_D \cong 0,5 \text{ a } 0,7 \text{ V.}$$

A este valor de V_{EB} damos o nome de tensão de pico, que é onde acontece o disparo do TUV

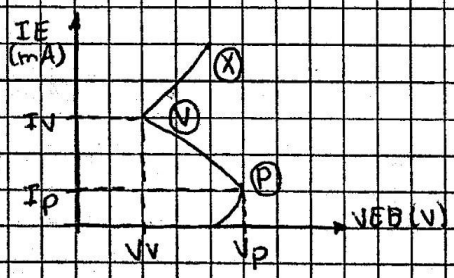
Chamamos a tensão neste ponto de V_p .

$$V_p = V_{EB} = V_D + \eta \times V_{CC} \text{ portanto:}$$

$$V_p = V_D + \eta \times V_{CC}.$$

A partir desta tensão o UJT conduz com um aumento considerável da corrente

Curva Característica



O disparo ocorre em V_p / I_p .

O final do processo ocorre em V_v / I_v .

Podemos perceber que durante este intervalo temos um aumento da corrente com uma diminuição da tensão, o que nos indica uma região de resistência negativa (condição indicada por V e P)

Do ponto V ao X o UJT se comporta como um resistor linear (UJT saturado)

Para utilizarmos o TVJ em circuitos osciladores devemos polarizá-los na região de resistência negativa.

Características do 2N2646

$R_{BB} = 4K\Omega \text{ a } 9K\Omega$

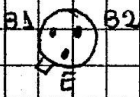
$\eta = 0,56 \text{ a } 0,45$

$I_p = 5\mu A$

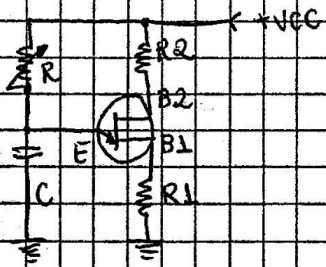
$I_V = 4mA$

$V_V = 2,2V$

Pinagem



Configuração Básica



Funcionamento

Ao ligarmos VCC o capacitor C começará a se car-

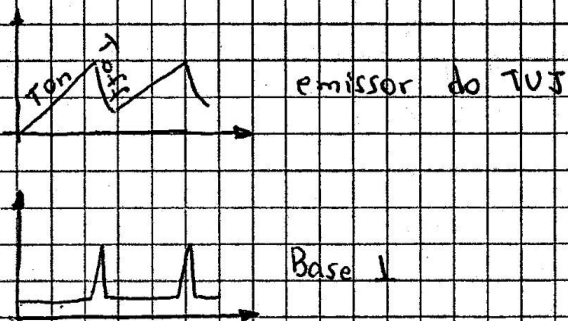
regar até que a tensão sobre ele atinja V_p .

Neste instante o TWT conduz e aparece um pico de tensão sobre R_L (R_L deve sempre ter um valor baixo).

Quando a corrente I_E atinge um valor não suficiente para manter o transistor disparado o processo se inicia novamente.

As formas de onda no circuito são as seguintes:

tes:



E os sinais podem ser retirados do emissor ou da Base B1

O tempo de carga pode ser calculado, aproximadamente, por:

$$F \approx \frac{1}{T} \approx \frac{1}{R \times C}$$

Dimensionamento do circuito

$$R_2 = 0,05 \times V_{CC} \times R_{BB} \times \eta$$

$$R_{BB} = 10 (R_1 + R_2) \text{ então}$$

$$R_1 = \frac{R_{BB} - R_2}{10}$$

O resistor de emissor (R_E ou RE) deve ser dimensionado para que o TBJ trabalhe na região de resistência negativa

* $RE_{\max} = \frac{V_{CC} - V_p}{I_p}$ onde:

V_p = tensão do disparo

I_p = corrente do disparo

* correspondente a tensão mínima sobre RE .

** $RE_{\min} = \frac{V_{CC} - V_f}{I_f}$ onde:

V_f = tensão de fim de disparo

I_f = corrente de fim de disparo.

** correspondente a tensão máxima sobre RE .

Obs: Caso RE seja maior que RE_{\max} , não teremos corrente suficiente para o disparo. Caso RE seja menor que RE_{\min} sairemos da região de resis-

tência negativa e o circuito não oscilará.

Projeto:

dados:

$$R_{BB} = 8\text{ k}\Omega$$

$$I_p = 5\text{ }\mu\text{A}$$

$$\eta = 0,6$$

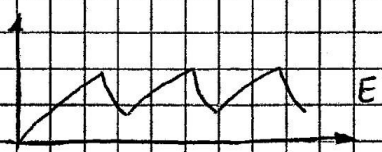
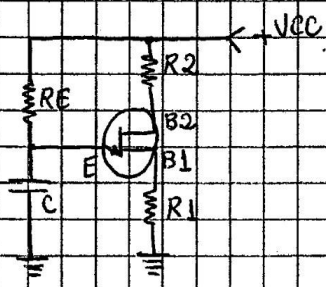
$$I_v = 4\text{ mA}$$

$$V_D = 0,6\text{ V}$$

$$V_{CC} = 9\text{ V}$$

$$V_v = 2,2\text{ V}$$

$$C = 100\text{ nF}$$



Cálculos

$$R_{E\text{ min}} = \frac{V_{CC} - V_v}{I_v} = \frac{9 - 2,2}{4 \times 10^{-3}} = 1700\Omega$$

$$R_{E\text{ max}} = \frac{V_{CC} - V_p}{I_p} = \frac{9 - 6}{5 \times 10^{-6}} = 600\text{ k}\Omega$$

onde:

$$V_p = V_D + \eta \times V_{CC} = 0,6 + (0,6 \times 9) = 6\text{ V}$$

$$R_2 = 0,015 \times V_{CC} \times R_{BB} \times \eta$$

$$R_2 = 0,015 \times 9 \times 8 \times 10^3 \times 0,6$$

$$R_2 = 648 \Omega$$

$$R_A = \frac{R_{BB} - R_2}{10}$$

$$R_A = \frac{8000 - 648}{10}$$

$$R_A = 735.2 \Omega$$

$$f_{min} = \frac{1}{R_{max} \times C}$$

$$f_{min} = \frac{1}{600 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-9}}$$

$$f_{min} \approx 1.7 \text{ Hz}$$

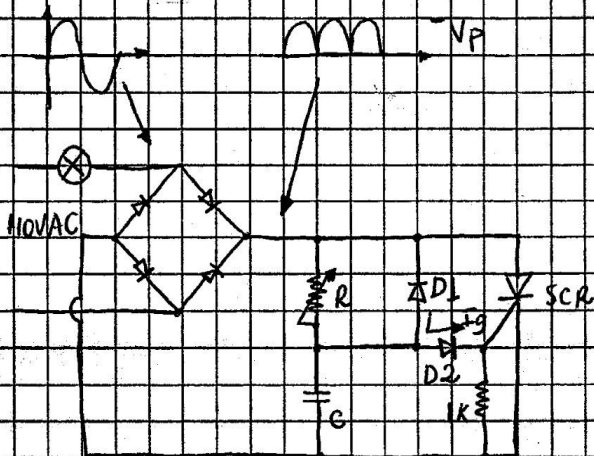
$$f_{max} = \frac{1}{R_{min} \times C}$$

$$f_{max} = \frac{1}{1700 \times 100 \times 10^{-9}}$$

$$f_{max} = 5.88 \text{ KHz}$$

Considerações MB sobre SCR's

No circuito abaixo observamos o seguinte:



$$V_{\text{disparo}} = V_{\text{pico}} \times \text{sen } \phi$$

desta forma:

$$\phi = \text{Arcsen } \frac{V_{\text{disparo}}}{V_{\text{pico}}}$$

onde:

$$V_{\text{pico}} = V_{\text{rms}} \times \sqrt{2}$$

ϕ = ângulo de disparo

A tensão de disparo (V_{disparo}) é a tensão necessária para o disparo com um determinado valor de R.

$$R = \frac{V_{\text{disparo}} - V_G}{I_G} \quad \text{onde:}$$

V_G = tensão de gate (V) + tensão do diodo, diodo zener ou diac em série.

I_G = corrente necessária para o disparo (fornecida pelo fabricante)

Obs: $V_{\text{disparo}} \geq V_G$

Teremos dois valores para R, um com a menor tensão de disparo permitida ($V_{\text{disparo}} \geq V_G$) e outro com a maior ($V_{\text{disparo}} = V_{\text{pico}}$)

Substituiremos, então, o resistor R pelo seguinte circuito de forma a conseguir o ajuste da condução do SCR e, conseqüentemente, do brilho da lâmpada.

C terá um valor definido pela seguinte expressão:

$$C = \frac{T}{6,93 \times R} \quad \text{onde:}$$

T = período da frequência (120Hz = 0,0084s)

R = valor mais alto calculado

Usando esta expressão teremos sempre a certeza de conseguirmos a tensão necessária para disparo sobre o C.

O diodo D2 pode ser substituído por um zener ou DIAC. Os melhores resultados foram conseguidos com DIACs. Podemos usar, por exemplo, o DBB.

O diodo D1 garante a descarga do capacitor C. Assim sempre teremos o disparo no mesmo instante.

O resistor de 1K Ω é indicado para o uso com alguns SCRs, como exemplo o TIC 106 D (toda a família TIC 1...).

555 - Apostila Básica

Trata-se de um circuito integrado dedicado projetado para funções de temporizador e oscilador.

Características elétricas

tensão de alimentação: entre 5 e 18V.

corrente de saída ou dreno: no máximo, 200mA.

consumo próprio: aproximadamente, 10mA no estado alto e cerca de 1mA no estado de repouso.

Características mecânicas

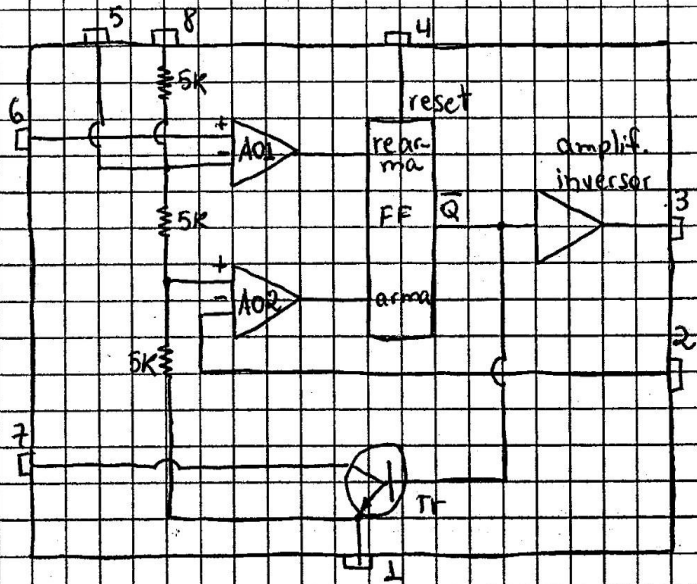
Geralmente o 555 é apresentado em invólucro de plástico com 8 pinos em linha dupla (dual in line):

Circuitos básicos para montagem

monostável ou temporizador

astável ou oscilador

Circuito interno



Pinagem

gnd	- 1	8	+Vcc
sensor de nível ($2/3 V_{cc}$)	2	4	descarga
saída	- 3	6	sensor de nível ($2/3 V_{cc}$)
reset	- 4	5	tensão de controle

Operação como temporizador - monoestável

Um temporizador apresentará em sua saída dois estados:

- alto ou 1 - tensão de saída próxima a tensão de alimentação.
- baixo ou 0 - tensão de saída próxima a zero.

Destes dois estados apenas um é permanente, desta forma o circuito, quando estiver em repouso, apresentará sempre zero volts em sua saída. Para sairmos desta situação é necessário acionar a entrada de disparo (pino 2). Esta entrada, na qual deve sempre ser aplicado um potencial positivo através da colocação de um resistor de $10k$ entre ela e o positivo, deve ser levada a um valor próximo a zero volts para que o 555 comece a temporizar.

Quando a temporização se iniciar a saída, que estava em estado baixo, passará para estado alto (próximo a V_{CC}). Ela ficará em estado alto por um tempo determinado pela constante RC . Para iniciar a temporização pressione o push-button S1.

Funcionamento Interno:

A entrada de disparo aciona o flip-flop e a saída passa a ser alta. O transistor entra em

corte e o capacitor C começa a se carregar através do resistor R . Isto ocorre até que a tensão em C atinja o valor da tensão de controle, neste momento AOL recicla o flip-flop, a saída passa para o estado baixo. Podemos perceber que o período de temporização é o tempo gasto para que o capacitor C se carregue através do resistor R até o valor da tensão de controle. Este período de temporização pode ser calculado pela expressão:

$$T = 1,1 \times R \times C$$

onde:

$T =$ segundos

$R =$ ohms

$C =$ farads

Exemplos:

1- Calcule R para os valores abaixo:

$C = 100 \mu F$, $T = 1 s$, $R = ?$

$$T = 1,1 \times R \times C$$

$$R = \frac{T}{1,1 \times C} \rightarrow R = \frac{1}{1,1 \times 0,001} \rightarrow R = 909 \text{ k}\Omega$$

2- Calcule T para os valores abaixo:

$$R = 10 \text{ k}\Omega, C = 10 \mu\text{F}, T = ?$$

$$T = 1,1 \times R \times C \rightarrow T = 1,1 \times 10000 \times 0,00001 \rightarrow T = 11 \text{ ms}$$

3- Calcule C para os valores abaixo:

$$T = 5 \text{ s}, R = 4 \text{ k}\Omega, C = ?$$

$$T = 1,1 \times R \times C$$

$$C = \frac{T}{1,1 \times R} \rightarrow C = \frac{5}{1,1 \times 4000} \rightarrow C = 96,7 \mu\text{F}$$

Variando-se os valores de R e C podemos controlar o período de temporização. Além de 5 minutos a precisão da temporização começa a diminuir.

Limitações:

R deve ter valores, preferencialmente, entre 1k e 1M Ohms (já usei valores maiores e funcionou).

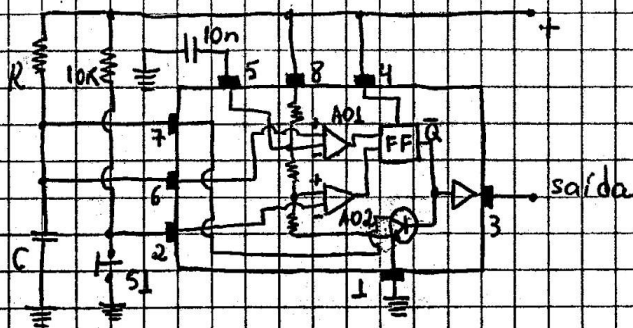
C no que se refere a valores não há nenhum problema, mas ao se utilizar capacitores eletrolíticos o valor da tensão de isolação do mesmo deve ser no máximo cinco vezes maior do que a tensão

de alimentação. Isto devido a corrente de fuga, quanto maior a tensão de isolação de um capacitor eletrolítico maior sua corrente de fuga. E esta corrente de fuga faz com que se perca a precisão nos cálculos da temporização.

Se for necessário uma precisão maior e houver a necessidade de capacitores eletrolíticos use capacitores eletrolíticos de tântalo.

Se entre o pino 4 e a tensão de +VCC for colocado um resistor de 1K e entre o pino 4 e o terra um push-bottom normalmente aberto poderemos, ao apertar o push-bottom, resetar o circuito e acabar com a temporização.

Circuito Temporizador



Operação Astável (oscilador):

Neste tipo de operação a saída ficará variando entre os estados alto e baixo numa frequência que será determinada pela rede RC. Nesta montagem ao contrário da anterior a variação é infinita.

Ao se ligar a alimentação o capacitor C se carrega até $\frac{2}{3}$ da tensão de alimentação, neste ponto o pino 6 (sensor de nível), percebe este valor e faz com que o circuito comece a descarregar o capacitor através do pino 7 (pino de descarga). Quando o valor da tensão no capacitor chegar a $\frac{1}{3}$ da tensão de alimentação o pino 2 percebe e acaba a descarga. O capacitor começa a se carregar novamente.

Na carga a saída do 555 estará em estado alto e na descarga a saída estará em zero.

Esta situação, carga e descarga, continuará indefinidamente.



Funcionamento interno:

Supondo a saída em estado alto teremos na saída do flip-flop o estado zero e na saída do 555 o estado 1. O transistor estará cortado e o capacitor estará se carregando. Ao atingir $\frac{2}{3}$ da tensão o comparador 1 perceberá e em sua saída teremos 1, a saída do flip-flop passará a 1 fazendo o transistor saturar e começar a descarga, a saída do 555, pino 3, estará em zero.

O capacitor se descarregará até que a tensão sobre ele atinja $\frac{1}{3}$ de V_{CC} , quando isto ocorrer a saída do comparador 2 passará para 1, a saída do flip-flop para zero e a carga do capacitor começará novamente. A saída do 555 estará em 1 (+ ou - V_{CC}).

Perceba que sempre que um comparador tiver 1 em sua saída o outro terá 0.

Veja os circuitos dos comparadores, e a tabela da verdade do flip-flop nas figuras posteriores.

Para calcularmos o valor da frequência de saída utilizamos a seguinte fórmula:

$$F = \frac{144}{(RA + 2RB) \times C}$$

para circuitos em que o valor de RA é 100 vezes menores do que RB podemos aproximar a fórmula para:

$$F = \frac{0,72}{RB \times C}$$

neste caso a frequência de saída será muito parecida com uma onda quadrada, pois o período de carga ficará muito próximo do período de descarga.

Podemos perceber que o período de carga nunca será menor do que o de descarga, isto acontece pois para carregar o capacitor a corrente terá de passar por RA e RB e para descarregar só por RB.

Na saída teremos sempre períodos altos e baixos, podemos calcular a duração dos períodos com as fórmulas abaixo:

$$\text{Período alto: } T_{\uparrow} = 0,7 \times (RA + RB) \times C T$$

Período baixo: $T_2 = 0,7 \times R_B \times C_T$

O período total será então:

$$T = 0,7 \times (R_A + R_B) \times C_T$$

O que corresponde a fórmula já citada:

$$F = \frac{1,44}{(R_A + 2R_B) \times C_T}$$

Exemplos:

1- Qual o valor da frequência para:

$$R_A = 10K, R_B = 10K, C = 1\mu F$$

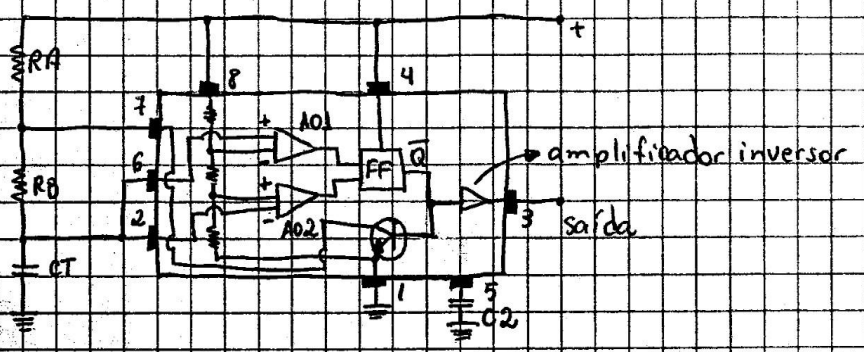
$$F = \frac{1,44}{(R_A + 2R_B) \times C_T} \rightarrow \frac{1,44}{(10K + 20K) \times 1\mu} \rightarrow F = 48Hz$$

2- Qual o valor da frequência para:

$$R_A = 1K, R_B = 100K, C = 1\mu F$$

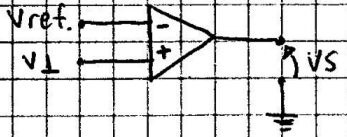
$$F = \frac{1,44}{(R_A + 2R_B) \times C_T} \rightarrow \frac{1,44}{(1K + 200K) \times 1\mu} \rightarrow F = 7,16Hz$$

Circuito oscilador:



Características dos principais componentes inter-nos:

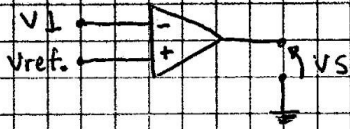
Detetor de nível sem inversão



$$V_L \geq V_{ref.} \Rightarrow V_S = V_+$$

$$V_L < V_{ref.} \Rightarrow V_S = V_-$$

Detetor de nível com inversão



$$V_L > V_{ref.} \Rightarrow V_S = V_-$$

$$V_L \leq V_{ref.} \Rightarrow V_S = V_+$$

Tabela da verdade de um flip-flop RS

S	R	QF
0	0	Qa
0	1	0
1	0	1
1	1	n/p

Pequenas considerações para cálculos em RF

Isto não é bem um artigo é mais um bate-papo sobre algumas coisas em RF.

Poucas coisas, eu sei, mas espero que você goste e aproveite.

Às vezes precisamos de uma fórmula ou outra para podermos resolver determinado problema em RF. Por exemplo, como calcular a atenuação no espaço livre? Como saber a impedância de uma linha bifilar? E etc...

Vamos ver algumas fórmulas e simples explicações a respeito.

Cálculo de uma impedância de uma linha bifilar

Mas o que é uma linha bifilar? É uma linha formada por dois condutores, isolados ou não, que mantêm sempre a mesma distância entre eles.

Onde se usa isto? Este tipo de linha é utilizado até hoje para conectar uma antena externa com uma

TV por exemplo. É aquela fita chata, com um fio em cada lado. Ela também é usada para a conexão de transmissores com suas antenas, principalmente em transmissores de ondas médias e curtas, mas nestes casos são construídas de acordo com a impedância e potência desejada.

Aqui esta a fórmula:

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{E} \times \log \frac{2D}{d}}$$

onde:

Z_0 = impedância da linha

E = constante dielétrica (ar = 1, polietileno = 2,3)

D = espaçamento entre os condutores

d = diâmetro dos condutores

Este tipo de cálculo se aplica em cabos coaxiais.

Geralmente encontramos cabos coaxiais com impedância de 75 Ohms (mais usados em recepção) e 50 Ohms (mais usados em transmissão).

Para calcularmos a impedância destes cabos uti-

lizamos a expressão:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon} \times \log \frac{D}{d}}$$

onde:

Z_0 = impedância do cabo

ϵ = constante, a mesma anterior

D = diâmetro interno do condutor externo, geralmente uma malha trançada

d = diâmetro externo do condutor interno (com cabos de 75 Ohms é um fio rígido e em cabos de 50 Ohms são fios trançados)

Observações:

existem muitos tipos de cabos coaxiais, para diversas aplicações e que podem ter características mecânicas relativamente diferentes.

hoje em dia a fita chata já está quase totalmente substituída por cabos coaxiais de 75 Ohms na ligação entre antenas externas e TVs.

Cálculo de atenuação no espaço livre:

Mas o que vem a ser isto? É que sempre que um sinal de RF é transmitido ele sofre atenuações. Duas características importantes a quanto de atenuação este sinal sofrerá são relativas a frequência das mesmas e a distância que ele irá percorrer. Este cálculo não leva em consideração obstáculos.

Veja a fórmula:

$A_0 = 28,1 + 20 \log d \text{ (Km)} + 20 \log f \text{ (MHz)}$ - em relação a dBd, ou

$A_0 = 32,4 + 20 \log d \text{ (Km)} + 20 \log f \text{ (MHz)}$ - em relação a dBi.

onde:

A_0 = atenuação no espaço livre.

d = distância que deve ser colocada em Km.

f = frequência que deve ser colocada em MHz.

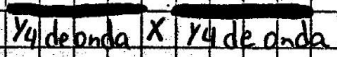
Mas o que é dBd e dBi?

São padrões adotados para facilitar o cálculo.

Dissemos que dBd é o ganho de uma antena (a ca-

pacidade que ela tem de concentrar um sinal) em relação a uma antena dipolo. E dBi é o ganho de uma antena em relação a uma antena isotrópica, ou seja, uma antena que fosse capaz de transmitir igualmente para todos os lados (este tipo de antena não existe na prática, mas este termo dBi é usado para cálculos).

Mas o que é uma antena dipolo? Uma antena dipolo é o tipo mais simples de antena. São duas hastes com o comprimento de $\frac{1}{4}$ de onda ligadas uma ao lado da outra (veja figura abaixo) no centro das duas hastes (ponto X) é que é ligado o cabo que irá levar o sinal captado até o receptor ou entregará o sinal proveniente do transmissor.



Este tipo de antena transmite ou recebe dos dois lados, o lado que você está vendo e o outro, e não

transmite para as extremidades.

Já uma antena isotrópica seria como um ponto que transmitiria para todos os lados.

Às vezes quando compramos uma antena, no manual está escrito o ganho dela expresso em dBi ou dBd, para convertermos um em outro é só aplicar a equação:

$$dBi = 2,15 + dBd$$

EIRP, o que é Eirp?

Eirp significa potência isotrópica efetivamente irradiada. Muito bonito né?

Quando ligamos um transmissor a uma antena para sabermos qual a real potência que esta antena está transmitindo devemos calcular a Eirp.

Mas porque potência real? Porque parte da potência se perde nos cabos além do restante da potência sofrer a atenuação do ganho da antena.

(já dissemos que ganho de uma antena é a ra-

pacidade que ela tem de concentrar os sinais, sejam eles transmitidos ou recebidos). Uma antena não amplifica sinais pois ela é um componente passivo. Mas para deixar isto mais fácil vamos contar uma história:

Imagine uma lâmpada de 100 Watts iluminando uma sala. A luz que incide em cada parede terá um certo valor, amplitude e brilho, correto? Agora pegue esta mesma lâmpada de 100 Watts e monte uma engenhoca com espelhos e lentes que faça com que toda a luz que saia da lâmpada vá para uma única direção, por exemplo, um círculo de 50 cm de diâmetro. A luz agora, dentro deste círculo ficará muito mais forte do que antes, não ficará? Mas como aconteceu esta proeza? Apenas concentramos a luz, o mesmo faz a antena e este fator de concentração é chamado de ganho.

Agora que já sabemos disto vamos a fórmula:

$$E_{irp} = P_t + G_t - p$$

onde:

E_{irp} = potência isotrópica efetivamente irradiada

P_t = potência do transmissor

G_t = ganho da antena

p = perdas nos cabos

Mas para calcular isto devemos pegar as potências que estamos acostumados a trabalhar em Watts e transformar em dBm.

Mas para que? Por incrível que pareça para facilitar os cálculos.

Como se transforma potência em dBm?

$$dBm = \frac{10 \log P}{1mW} \quad (1mW = 0,001W)$$

colocamos o valor P em Watts e achamos em dBm, e para o contrário:

$$P = 1mW (10 \text{ elevado a } dBm / 10)$$

Vamos ver um exemplo:

Suponha um transmissor de 10W de potência,

ele está ligado com uma antena com 10 dB de ganho (o ganho em antenas e a perda em cabos é expressa em dB) através de um cabo que perde 1 dB. Qual a potência realmente transmitida?

Primeiro convertemos as potências em dBm:

$$10 \text{ Watts} = 40 \text{ dBm} \text{ (use a fórmula)}$$

Agora aplicamos a fórmula:

$$E_{\text{irp}} = 40 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} - 1 \text{ dB} \text{ (podemos somar ou subtrair dBm e dB sem problemas)}$$

$$E_{\text{irp}} = 49 \text{ dBm} \text{ (porque o resultado é em dBm?)}$$

Quando falamos em potência transmitida ou recebida a unidade será sempre dBm, mas quando falamos de ganho ou perda a unidade sempre será dB).

Transformamos agora isto em potência e temos:

$$49 \text{ dBm} = 79 \text{ Watts}$$

é isto mesmo a potência que a antena direciona para um certo lado corresponde a 79 Watts.

Dá para ter uma tabela para facilitar isto tudo?

Dá para tentar, veja:

Quando somamos 1dB a um sinal significa multiplicá-lo por 1,25. E por aí vai, veja abaixo:

Ganho

$$1\text{dB} = P \times 1,25$$

$$3\text{dB} = P \times 2$$

$$10\text{dB} = P \times 10$$

ou seja, se temos um transmissor de 4Watts e ele for ligado a uma antena de 10dB de ganho a Eirp (desprezando as perdas) será de:

$$4\text{W} \times 10 = 40\text{ Watts}$$

o mesmo se aplica as perdas:

Perdas

$$1\text{dB} = \frac{P}{1,25}$$

$$3\text{dB} = \frac{P}{2}$$

$$10\text{dB} = \frac{P}{10}$$

Ou seja, um sinal de 10 Watts que sofre uma perda, ou atenuação, de 3dB será de:

$$\frac{10 \text{ Watts}}{2} = 5 \text{ Watts}$$

Com estas simples tabelas podemos fazer uma infinidade de cálculos, veja:

Qual a potência que será transmitida por uma antena com 25dB de ganho quando é aplicado nela uma potência de 1 Watt?

Primeiro pegamos 25dB e dividimos nas unidades que temos na tabela (1dB, 3dB e 10dB)

$$25 \text{ dB} = 10 \text{ dB} + 10 \text{ dB} + 3 \text{ dB} + 1 \text{ dB} + 1 \text{ dB}, \text{ portanto:}$$

$$1 \text{ watt} \times 10 = 10 \text{ watts},$$

$$10 \text{ watts} \times 10 = 100 \text{ watts},$$

$$100 \text{ watts} \times 2 = 200 \text{ watts},$$

$$200 \text{ watts} \times 1,25 = 250 \text{ watts},$$

$$250 \text{ watts} \times 1,25 = 312,5 \text{ watts}.$$

Portanto 1 watt mais um ganho de 25dB, da antena, é igual a 312,5 watts.

Observações: Estas tabelas e, portanto os cálculos, são aproximados, mas estão bem perto do valor real.

Quanto maior o ganho de uma antena mais direcional ela será, portanto só transmitirá ou receberá de uma pequena área.

Mais uma tabela. Só por curiosidade.

$$0\text{dBm} = 1\text{mW}$$

$$10\text{dBm} = 10\text{mW}$$

$$20\text{dBm} = 100\text{mW}$$

$$30\text{dBm} = 1\text{W}$$

$$40\text{dBm} = 10\text{W}$$

$$50\text{dBm} = 100\text{W}$$

$$60\text{dBm} = 1000\text{W} \text{ ou } 1\text{KW}$$

$$70\text{dBm} = 10000\text{W} \text{ ou } 10\text{KW}$$

Perda em cabos:

Quando temos um cabo podemos calcular a perda do mesmo, em dB, mas para isto é necessário que saibamos a potência na entrada e na saída do

mesmo. Para medirmos esta potência será necessário um wattímetro para RF.

$$dB = 10 \log \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{entrada}}} \Rightarrow dB = 10 \log \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{entrada}}}$$

O resultado negativo indica que está havendo uma perda no cabo.

Como calculamos o comprimento de uma onda?

Para calcularmos o comprimento de uma onda basta dividirmos a velocidade da luz pela sua frequência, veja:

$$\lambda = \frac{c}{f_0}$$

onde:

λ = comprimento da onda

f_0 = frequência

c = velocidade da luz

O comprimento de onda será o mesmo em qualquer meio? Não, por mais estranho que pareça.

Mas se o comprimento muda não muda a frequência? Não se a velocidade de propagação da

onda mudar também. E é isto o que acontece em cabos coaxiais.

Vamos explicar:

Suponha que uma onda X tenha um comprimento de 1m no ar e que para percorrer este metro ela demora $10\mu\text{s}$.

Esta mesma onda X em um cabo coaxial terá uma redução em sua velocidade e em $10\mu\text{s}$ ele percorrerá apenas 0,66m.

Como a frequência é igual ao inverso do período podemos perceber que a frequência da onda não mudou, observe:

$$F = \frac{1}{T}$$

onde:

F = frequência

T = período

Para 1m o período é de $10\mu\text{s}$, portanto:

$$F = \frac{1}{T} \rightarrow \frac{1}{10\mu\text{s}} \rightarrow 1\text{MHz}$$

Para 0,66m o período também é de 10 μ s, portanto:

$$F = \frac{1}{T} \rightarrow \frac{1}{10\mu s} \rightarrow 1\text{MHz}$$

Só a velocidade da onda foi alterada e não a frequência.

A esta diminuição de velocidade de propagação podemos chamar de fator de encurtamento. O fator de encurtamento de um cabo coaxial é de 66% aproximadamente. Por isto quando calculamos o comprimento de um cabo para que ele seja do tamanho do comprimento da onda devemos lembrar disto.

Exemplo:

Qual o comprimento de um cabo coaxial para um determinado λ na frequência de 200MHz?

$$\lambda = \frac{c}{f_0}$$

$$\lambda = \frac{300000000}{200000000} = 1,5\text{m}$$

$$\text{comprimento do cabo} = \lambda \times \frac{66}{100} = 1,5 \times \frac{66}{100}$$

$$\text{comprimento do cabo} = \frac{99}{100} = 0,99 \text{ m}$$

ou seja, o cabo deve ter 0,99 m ou 99 cm.

Mas quando isto é útil? Quando desejamos ligar um transmissor a uma antena sendo que o cabo tenha o comprimento ou um múltiplo do comprimento.

Mas para ter um comprimento que seja múltiplo do λ ? Para termos o melhor casamento de impedâncias e menor refletida, principalmente quando trabalhamos com frequências de VHF para baixo.

Os radioamadores (PX, PY, e alguns técnicos de retransmissores de tv também) vivem fazendo isto

Por falar em radioamadores o que é potência refletida ou simplesmente refletida?

São termos que tem o mesmo significado e indicam a parte da potência que sai do TX e não

esta sendo irradiada, mas sim voltando para o próprio TX. Isto acontece devido a descasamentos de impedâncias entre TX e antena, geralmente. Esta refletida pode ser medida através de um wattímetro para RF ou através de um medidor de onda estacionária. Se esta refletida for muito alta pode queimar a saída do TX.

Qualquer transmissor seja de radiomador, TV ou FM está sujeito a isso. Mas isto já é uma outra história.

Curiosidades:

- você sabia que se chegarmos perto de uma antena de ondas-curtas, ondas-médias ou mesmo FM, com uma lâmpada fluorescente a mesma se acenderá? É verdade, eu mesmo já fiz isto. Nos casos de modulação em amplitude o brilho da lâmpada chega a variar de acordo com a voz ou som que faz a modulação.

É comum, para se ajustar transmissores de

Am caseiros, o uso de uma lâmpada incandescente de pequena potência (alguns volts e corrente de algumas dezenas de miliampères) ligada com uma bobina feita com algumas espiras em núcleo de ar. Ao se aproximar a lâmpada da saída do rádio é induzida uma tensão na bobina e a lâmpada se acende.

em algumas estações de FM, perdidas no meio do mato, às vezes se amarram lâmpadas fluorescentes na torre. Para que? Para se saber, caso as lâmpadas estejam acesas, que o transmissor está no ar.

uma antena que irradia uma certa potência (acima de 100 Watts eu já percebi) ao ser tocada causa uma queimadura.

que o que parece ser a torre em uma estação de ondas médias (AM) na realidade já é a antena do transmissor? Como o comprimento de onda é muito grande seria difícil se construir uma an-

tena, propriamente dito, por isto a torre já faz o papel de antena. Olhe uma torre destas e veja como os estirantes são isolados por castanhas.

Tudo isto faz parte do mundo maravilhoso da RF (Rádio-Frequência).

Cálculo de Capacitores de Filtro para Fontes com Reguladores Série

Quando calculamos um capacitor de filtro para uma fonte sem regulador podemos trabalhar com curvas específicas ou mesmo simplificar usando a resistência de carga nos cálculos. Para calcularmos o valor de capacitores em fontes com reguladores série podemos, incluir a corrente de saída, nos cálculos.

$$V = R \times I \quad \text{e} \quad T = 0,7 \times R \times C$$

$$R = \frac{V}{I} \quad \text{e} \quad R = \frac{T}{0,7 \times C}$$

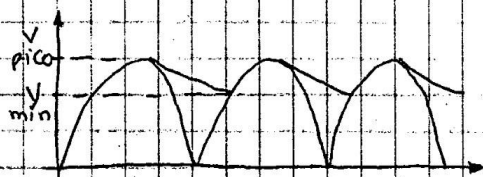
$$\frac{T}{0,7 \times C} = \frac{V}{I}$$

$$C = \frac{T}{0,7 \times V} \times I \quad \text{onde: } T = \frac{1}{F} = \frac{1}{120} = 0,0084$$

120 Hz devido a retificação em onda completa.

$$V = V_{\text{pido}} - V_{\text{min}}$$

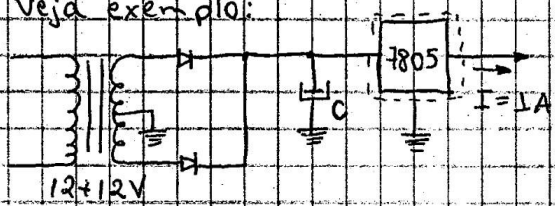
pois a constante $R \times C$ mostra a carga ou descarga de capacitor (em volts) durante o tempo



Geralmente um regulador precisa de uma tensão mínima entre sua entrada e saída para seu correto funcionamento.

Por exemplo um LM 7805 precisa de 3V, no mínimo, entre sua entrada e saída.

Veja exemplo:



Qual o valor de C para uma fonte com um trafo 12+12V, corrente de saída de 1A e usando um 7805, ou seja, 5 Volts de saída.

$$C = \frac{0,0084 \times I}{0,7 \times V}$$

onde: $V = V_{pico} - V_{mín}$

$$V_{pico} = \frac{12}{0,707} \approx 17V$$

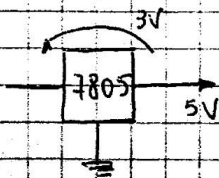
$$C = \frac{0,0084 \times 1}{0,7 \times 9}$$

$$V = 17 - 8 = 9$$

$$C = \frac{0,0084}{6,3} \times 1$$

$$C \approx 1340 \mu F$$

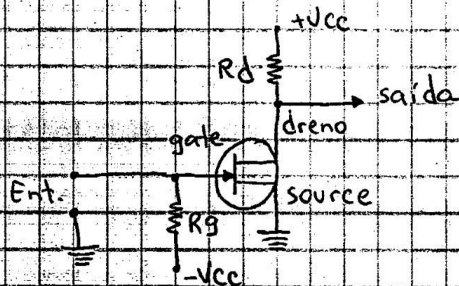
* $V_{\min} = 8\text{Volts}$, pois 5 Volts da saída mais 3Volts sobre o regulador é igual a 8V.



Polarização de FET's

O terminal G de um fet canal N deve ser polarizado com uma tensão negativa em relação ao source.

Polarização fixa



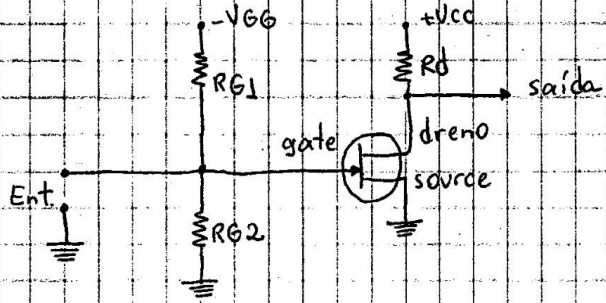
Calculamos R_d levando-se em conta o valor de V_{cc} e a corrente do dreno.

Use curvas características ou adote $V_D = V_{cc}/2$

Devido a alta impedância de entrada do gate, R_g pode ser adotado, tendo valores acima de $100k\Omega$.

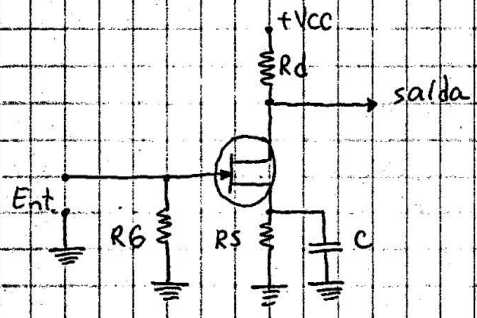
A tensão de $-V_{cc}$ é que definirá o ponto de trabalho do fet (verificar este dado nas curvas características ou adotar $V_g = -0,4V$)

Polarização com divisor



Neste tipo de polarização devemos calcular o valor de R_{G2} e R_{G1} de forma a termos uma tensão de V_G desejada (considerar $I_g = 0$).

Auto-polarização

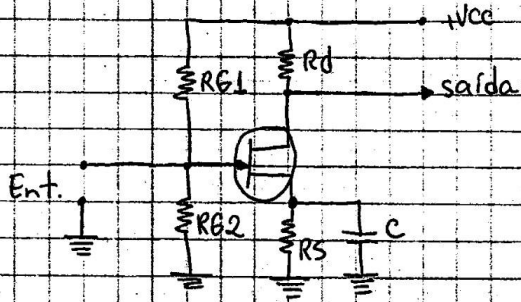


Neste caso calculamos R_S de forma que sobre ele tenhamos a tensão que desejamos aplicar no gate.

C deve oferecer, teoricamente, uma X_C dez vezes menor que R_S para a menor frequência de entrada.

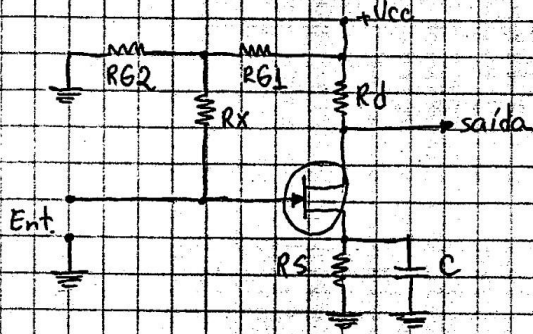
R_G deve ter um valor acima de $100k\Omega$

Polarização fixa usando auto-polarização



Caso R_{G2} possua um valor baixo diminuiríamos muito a impedância da entrada.

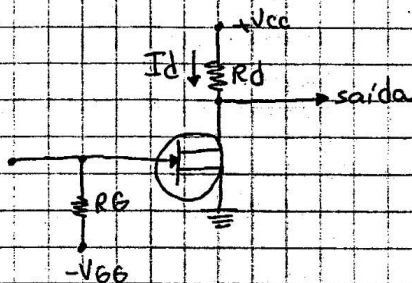
Para resolvermos isto podemos usar o seguinte circuito:



R_x deve ter um valor acima de $100k\Omega$, quanto maior o seu valor maior a impedância de entrada.

Exemplos de Cálculos

Polarização Fixa

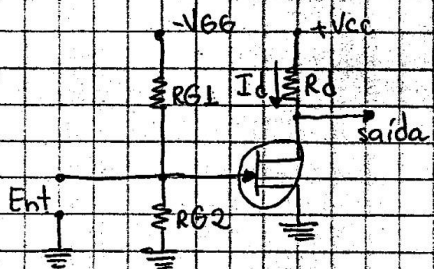


$$R_d = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d}$$

$$p/ V_d = \frac{V_{cc}}{2}$$

$$-V_{GG} = -0,4V$$

Polarização com divisor



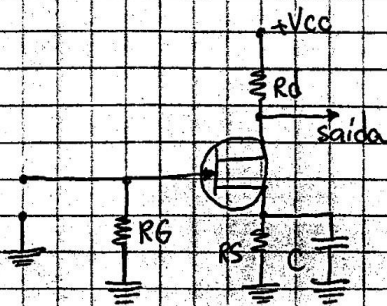
$$V_d = \frac{V_{cc}}{2}$$

$$R_d = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d}$$

$$p/ I_g \approx 0 \text{ temos.}$$

$$V_G = -V_{GG} \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G2} - R_{G1}}$$

Auto-polarização



$$R_d = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d}$$

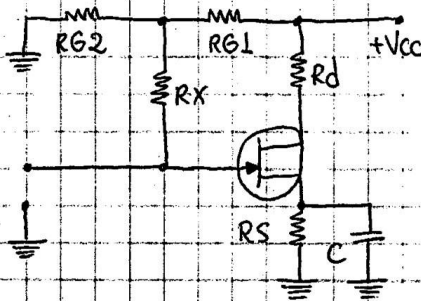
$$R_s = \frac{V_G \text{ desejado}}{I_d}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f C}$$

onde $X_C = \frac{R_S}{10}$

$$R_G > 100 \text{ k}\Omega$$

Polarização Fixa / auto-polarização



$$R_d = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d}$$

$$R_S = \frac{V_{R_{G2}} + V_{G \text{ desejado}}}{I_d}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$p/ X_C = \frac{R_S}{10}$$

$$R_X > 100 \text{ k}\Omega$$

$$V_{R_{G2}} = V_{cc} \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{G1}}$$

Características

$$\text{Impedância de saída} = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d}$$

$$\text{Impedância de entrada} \approx R_G$$

$$\text{Ganho} = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{GS}}$$

Tabela de Trimmers DAV

7mm - incolor - 1,5 a 5 pF

7mm - amarelo - 2,8 a 9 pF

7mm - verde - 3,5 a 18 pF

7mm - vermelho - 3,5 a 24 pF

7mm - violeta - 3,5 a 36 pF

7mm - laranja - 3,5 a 45 pF

9mm - azul - 2,5 a 13 pF

9mm - verde - 3,5 a 26 pF

9mm - incolor - 4 a 38 pF

9mm - amarelo - 5,5 a 60 pF

9mm - laranja - 6,5 a 85 pF

Estes trimmers são reconhecidos por terem

3 terminais.

Tabela para conversão de níveis

Esta tabela pode ser utilizada para se converter níveis entre dBm, potência, tensão e dBuV.

Ela é útil na medição de sinais em recepção e transmissão de TV e FM.

Em recepção é comum medirmos o nível em dBuV e na transmissão é comum medirmos os níveis em dBm ou Watts. Com esta tabela podemos, facilmente, converter de uma grandeza para a outra. Na coluna 50 ohms temos os níveis de tensão e dBuV sobre uma carga de 50ohms. Na coluna 75 ohms temos os níveis de tensão e dBuV sobre uma carga de 75ohms.

dBm	WATTS	50 Ohms		75 Ohms	
		Tensão	dBuV	TENSÃO	dBuV
-40	100 pW	10 μ V	37	86 μ V	38,7
-65	316 pW	124 μ V	42	153 μ V	43,7
-60	1 nW	223 μ V	47	273 μ V	48,7
-55	3,16 nW	397 μ V	52	486 μ V	53,7
-50	10 nW	107 μ V	57	866 μ V	58,7
-45	31,6 nW	1,24 mV	62	1,53 mV	63,7

50 Ohms

150 Ohms

dBm	WATTS	Tensão	dBuV	TENSÃO	dBuV
-40	100nW	2,23mV	67	2,73mV	68,7
-35	316nW	3,97mV	72	4,86mV	73,7
-30	1µW	7,07mV	77	8,66mV	78,7
-25	3,16µW	12,4mV	82	15,3mV	83,7
-20	10µW	22,3mV	87	27,3mV	88,7
-15	31,6µW	39,7mV	92	48,6mV	93,7
-10	100µW	7,07mV	97	86,6mV	98,7
-5	316µW	124mV	102	153mV	103,7
0	1mW	223mV	107	273mV	108,7
+5	3,16mW	397mV	112	486mV	113,7
+10	10mW	707mV	117	866mV	118,7
+15	31,6mW	1,24V	122	1,53V	123,7
+20	100mW	2,23V	127	2,73V	128,7
+25	316mW	3,97V	132	4,86V	133,7
+30	1W	7,07V	137	8,66V	138,7
+35	3,16W	12,4V	142	15,3V	143,7
+40	10W	22,3V	147	27,3V	148,7
+45	31,6W	39,7V	152	48,6V	153,7
+50	100W	70,7V	157	86,6V	158,7
+55	316W	124V	162	153V	163,7
+60	1000W	223V	167	273V	168,7
+65	3160W	397V	172	486V	173,7
+70	10000W	707V	177	866V	178,7

Tabela de frequência dos canais de TV

canal	faixa de frequência (MHz)	λ (m)
2	54/60	5,263
3	60/66	4,462
4	66/72	4,348
5	76/82	3,798
6	82/88	3,530
7	174/180	1,694
8	180/186	1,640
9	186/192	1,588
10	192/198	1,540
11	198/204	1,492
12	204/210	1,450
13	210/216	1,409
14	470/476	0,634
15	476/482	0,630
16	482/488	0,619
17	488/494	0,610
18	494/500	0,603
19	500/506	0,597
20	506/512	0,590
21	512/518	0,582
22	518/524	0,575
23	524/530	0,570
24	530/536	0,562
25	536/542	0,557
26	542/548	0,550
27	548/554	0,544
28	554/560	0,539
29	560/566	0,532
30	566/572	0,528
31	572/578	0,521
32	578/584	0,517
33	584/590	0,511

canal	faixa de frequência (MHz)	λ (m)
34	590/596	0,505
35	596/602	0,500
36	602/608	0,495
37	608/614	0,490
38	614/620	0,487
39	620/626	0,481
40	626/632	0,477
41	632/638	0,472
42	638/644	0,469
43	644/650	0,463
44	650/656	0,460
45	656/662	0,455
46	662/668	0,451
47	668/674	0,448
48	674/680	0,443
49	680/686	0,440
50	686/692	0,435
51	692/698	0,431
52	698/704	0,428
53	704/710	0,424
54	710/716	0,420
55	716/722	0,418
56	722/728	0,413
57	728/734	0,410
58	734/740	0,408
59	740/746	0,403
60	746/752	0,400
61	752/758	0,398
62	758/764	0,394
63	764/770	0,391
64	770/776	0,389
65	776/782	0,385
66	782/788	0,382
67	788/794	0,380
68	794/800	0,377

canal	faixa de frequência (MHz)	λ (m)
69	800/806	0,373
70	806/812	0,370
71	812/818	0,369
72	818/824	0,365
73	824/830	0,362
74	830/836	0,360
75	836/842	0,358
76	842/848	0,355
77	848/854	0,352
78	854/860	0,350
79	860/866	0,348
80	866/872	0,345
81	872/878	0,342
82	878/884	0,340
83	884/890	0,339

Tabela de diodo Zener

TENSÃO VOLTS	ZENER 0,5W	ZENER 1W	ZENER 5W
2,4	1N5221B	- - - -	- - - -
2,7	1N5223B	- - - -	- - - -
3,0	1N5225B	- - - -	- - - -
3,3	1N5226B	1N4728A	1N5333B
3,6	1N5227B	1N4729A	1N5334B
3,9	1N5228B	1N4730A	1N5335B
4,3	1N5229B	1N4731A	1N5336B
4,7	1N5230B	1N4732A	1N5337B
5,1	1N5231B	1N4733A	1N5338B
5,6	1N5232B	1N4734A	1N5339B
6,0	1N5233B	- - - -	1N5340B
6,2	1N5234B	1N4735A	1N5341B
6,8	1N5235B	1N4736A	1N5342B
7,5	1N5236B	1N4737A	1N5343B
8,2	1N5237B	1N4738A	1N5344B
8,7	- - - -	- - - -	1N5345B
9,1	1N5238B	1N4739A	1N5346B
10	1N5240B	1N4740A	1N5347B
11	1N5241B	- - - -	1N5348B
12	1N5242B	1N4742A	1N5349B
13	1N5243B	1N4743A	1N5350B
14	- - - -	- - - -	1N5351
15	1N5245B	1N4744A	1N5352B
16	1N5246B	1N4745A	1N5353B
18	1N5248B	1N4746A	1N5355B
20	1N5250B	1N4747A	1N5357B
22	1N5251B	1N4748A	1N5358B
24	1N5252	1N4749A	1N5359B
27	1N5254B	1N4750A	1N5361B
28	- - - -	- - - -	1N5362B
30	1N5256B	1N4751A	1N5363B

TENSÃO VOLTS	ZENER 0,5W	ZENER 1W	ZENER 5W
33	1N5251B	1N4752A	1N5364B
36	1N5258B	1N4753A	1N5365B
39	1N5259B	1N4754A	1N5366B
43	1N5260B	1N4755A	1N5367B
47	1N5261B	1N4756A	1N5368B
51	1N5262B	1N4757A	1N5369B
56	1N5263B	1N4758A	1N5370B
62	1N5265B	1N4759A	1N5372B
68	1N5266B	1N4760A	1N5373B
75	1N5267B	1N4761A	1N5374B
82	1N5268B	1N4762A	1N5375B
91	1N5270B	1N4763A	1N5377B
100	- - - -	1N4764A	1N5378B
120	- - - -	- - - -	1N5380B
150	- - - -	- - - -	1N5383B
200	- - - -	- - - -	1N5388B

Tabela do diodo Zener

ZENER	ZENER	TENSÃO VOLTS	POTÊNCIA WATTS
JN46A	BZX49C3V3	3,3	0,5
JN47A	BZX49C3V6	3,6	0,5
JN48A	BZX49C3V9	3,9	0,5
JN49A	BZX49C4V4	4,4	0,5
JN51A	BZX49C5V1	5,1	0,5
JN52A	BZX49C5V6	5,6	0,5
JN53A	BZX49C6V2	6,2	0,5
JN54A	BZX49C6V8	6,8	0,5
JN55A	BZX49C7V5	7,5	0,5
JN56A	BZX49C8V2	8,2	0,5
JN57A	BZX49C9V1	9,1	0,5
JN58A	BZX49C10	10	0,5
JN96B	BZX49C11	11	0,5
JN59A	BZX49C12	12	0,5
JN964B	BZX49C13	13	0,5
JN965B	BZX49C15	15	0,5
JN966B	BZX49C16	16	0,5
JN967B	BZX49C18	18	0,5
JN968B	BZX49C20	20	0,5
JN969B	BZX49C22	22	0,5
JN970B	BZX49C24	24	0,5
JN971B	BZX49C27	27	0,5
JN972B	BZX49C30	30	0,5
JN973B	BZX49C33	33	0,5
JN4728A	BZX81C3V3	3,3	1
JN4729A	BZX81C3V6	3,6	1
JN4730A	BZX81C3V9	3,9	1
JN4731A	BZX81C4V3	4,3	1
JN4732A	BZX81C4V7	4,7	1
JN4733A	BZX81C5V1	5,1	1
JN4734A	BZX81C5V6	5,6	1

ZENER	ZENER	TENSÃO VOLTS	POTÊNCIA WATTS
1N4735A	BZX81C6V2	6,2	1
1N4736A	BZX81C6V8	6,8	1
1N4737A	BZX81C7V5	7,5	1
1N4738A	BZX81C8V2	8,2	1
1N4739A	BZX81C9V1	9,1	1
1N4740A	BZX81C10	10	1
1N4741A	BZX81C11	11	1
1N4742A	BZX81C12	12	1
1N4743A	BZX81C13	13	1
1N4744A	BZX81C15	15	1
1N4745A	BZX81C16	16	1
1N4746A	BZX81C18	18	1
1N4747A	BZX81C20	20	1
1N4748A	BZX81C22	22	1
1N4749A	BZX81C24	24	1
1N4750A	BZX81C27	27	1
1N4751A	BZX81C30	30	1
1N4752A	BZX81C33	33	1

