

5
NO 210

TRABALHO INDIVIDUAL

Título: TELECOMANDO PARA AEROMODELOS

Alunos: Gustavo Damascio Monteiro
João Roberto Direeu Krepel
Nivaldo Laguna Ciocchi
Victor do Nascimento Leal

Orientador: Prof. Yaro Surian Jr.

IDE

1963

TRABALHO INDIVIDUAL

SISTEMA DE TELE-COMANDO PARA AEROMODELOS

Alunos: Gustavo Demásio Monteiro
João Roberto Dirceu Krepel
Nivaldo Laguns Ciocchi
Victor do Nascimento Lesi

Orientador: Prof. Yaro Burian Jr.

ITA

Dezembro 1963

29372

MINISTERIO DA AERONAUTICA
CENTRO TECNICO DE AERONAUTICA
BIBLIOTECA CENTRAL



RESUMO

O objetivo d'este trabalho foi desenvolver um sistema de radio-contrôle para aeromodelo que possibilitasse os 4 comandos básicos de um avião, quais sejam: leme de direção, profundor, ailerons e potência do motor.

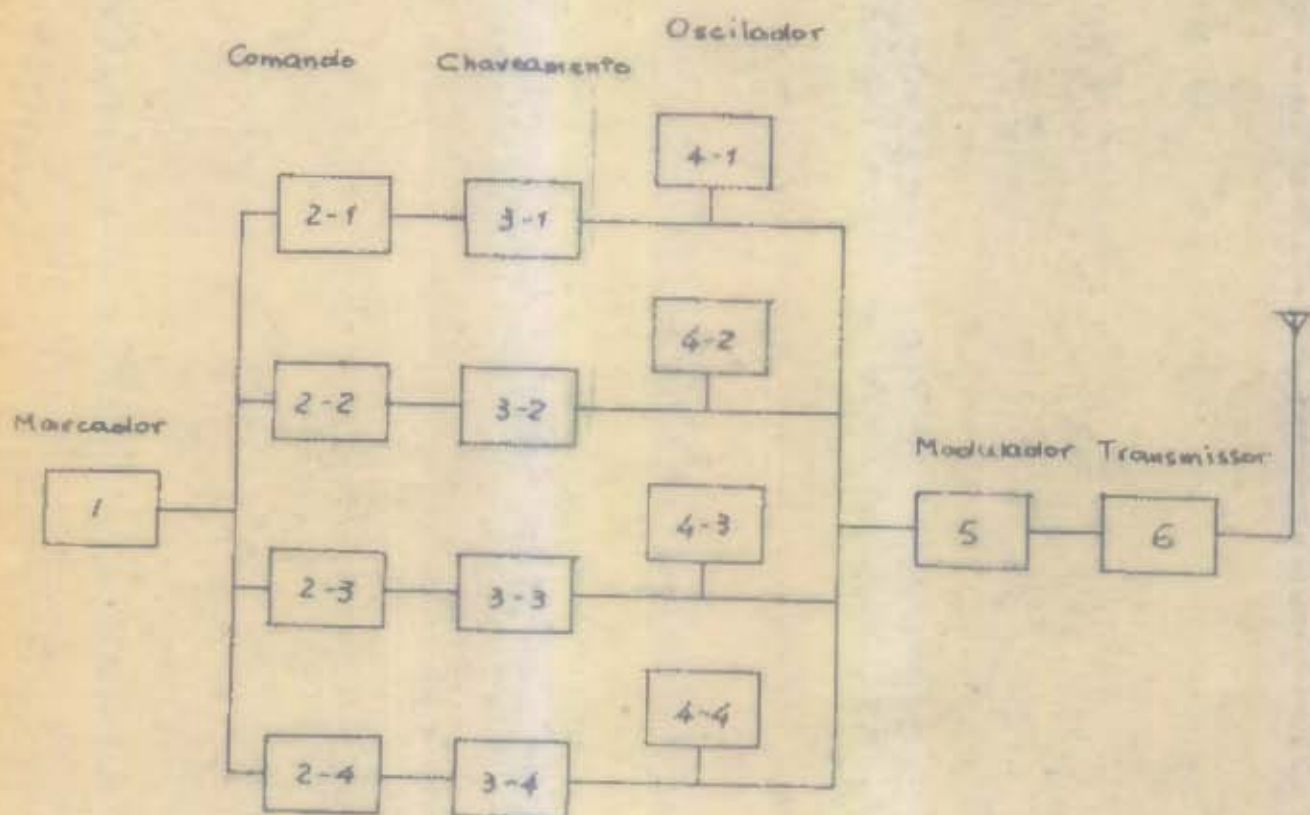
I - Introdução

No sistema desenvolvido cada comando utiliza um canal de transmissão e o controle é posicionador, isto é, a cada posição dos comandos, corresponde uma posição dos comandos a bordo.

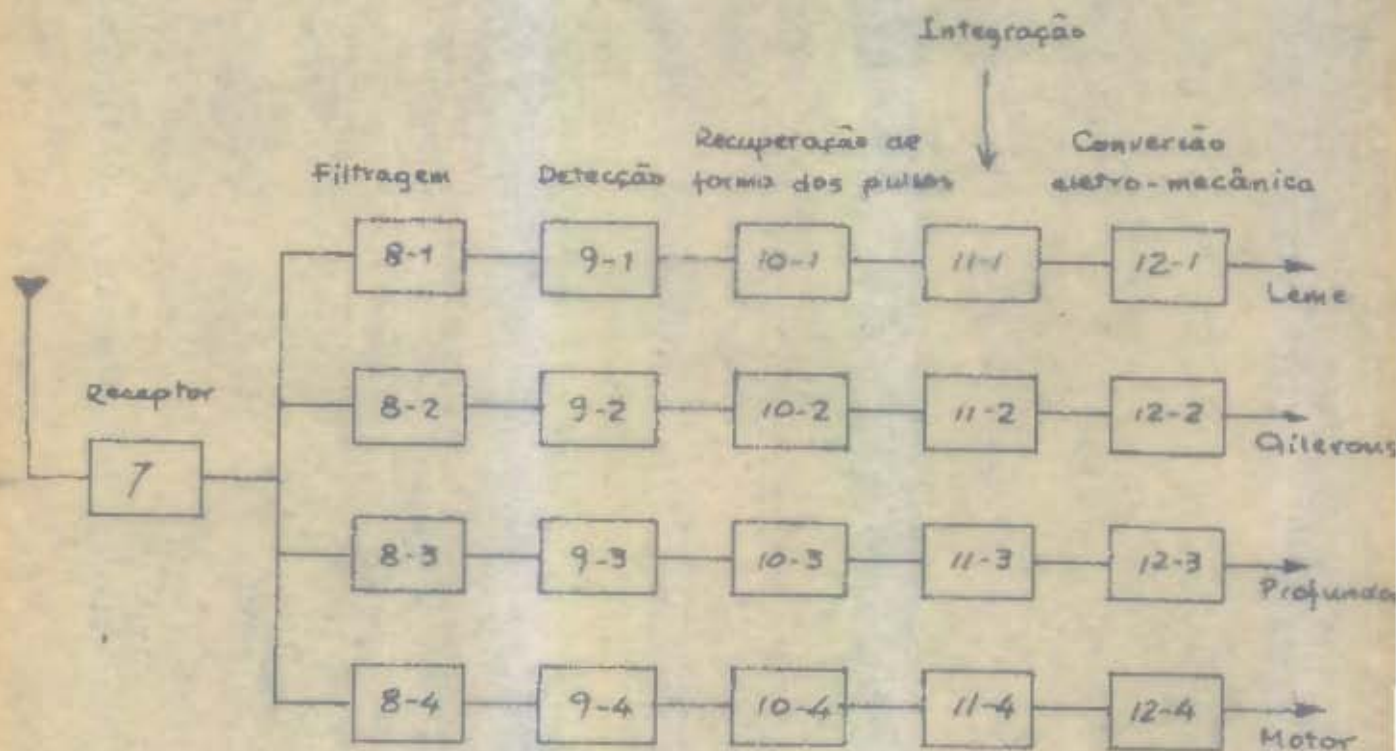
II- Descrição do Sistema

Trata-se de um Multiplex em frequência de quatro canais, usando modulação por largura de pulsos (PWM)

Os diagramas de blocos seguintes ilustram o sistema:



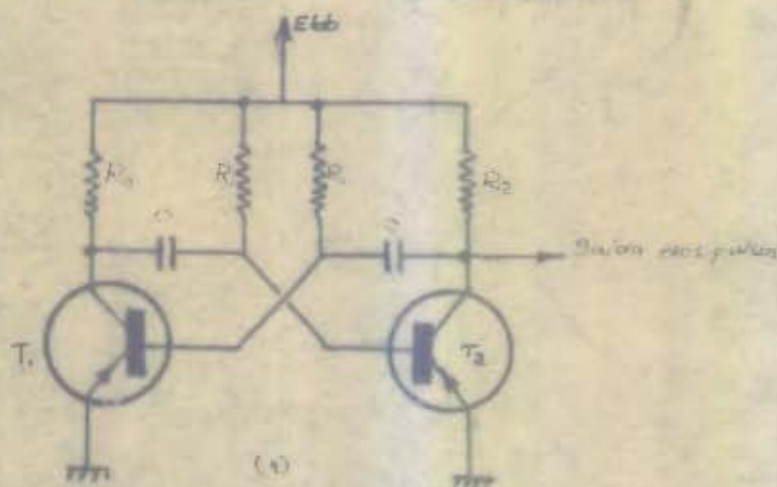
1. Multi-vibrador oscilante: opera como marcador fornecendo os pulsos para gatilhar os blocos 2;
2. Multi-vibradores mono-estáveis: gatilhados pelo marcador fornecem pulsos de largura variável correspondente ao comando aplicado.
3. Circuitos de chaveamento: comandados pelos pulsos vindos do Estágio de comando, interrompem as oscilações do Estágio oscilador.
4. Osciladores de baixa frequência: geram as sub-portadoras para os 4 canais, que vão modular o transmissor.
5. Modulador: pacotes de oscilação de baixa frequência vindos do estágio 4 modulam em amplitude o transmissor. Na prática, a frequência moduladora entra diretamente na base do transistor oscilador do transmissor.
6. Transmissor.



7. Receptor.
8. Filtros ativos sintonizados; separam as sub-portadoras dos quatro canais.
9. Detetores: detetam a envoltória dos pacotes de oscilações recuperados após a filtragem.
10. "Schmitt triggers": restabelecem as formas dos pulsos e garantem amplitudes constantes.
11. Integra os pulsos vindos do "schmitt trigger" dando um nível D.C. proporcional à largura dos pulsos (o portante ao comando), que vai acionar os servo-mecanismos do estágio de conversão eletro-mecânica.
12. Servo-mecanismos: servos-posicionadores que atuam sobre os comandos de acordo com o nível D.C.

III - Considerações sobre os projetos

III - 1. Os blocos (1) e (2) fazem parte do sistema de geração de pulsos de largura variável. O Multivibrador estável (1) serve para gerar os gatilhos que disparam os monoestáveis (2). Funciona com frequência de repetição de pulsos de 100 p.p.s.



$T_1, T_2 - 6C-44$
 $E_{bb} = -12V$
 $R_1 = R_2 = 12 k\Omega$
 $R = 33 k\Omega$
 $C = 0,22 \mu F$

Formas de onda de saída:



devido à ótima subida, utiliza-se gatilho positivo para disparar o estágio seguinte.

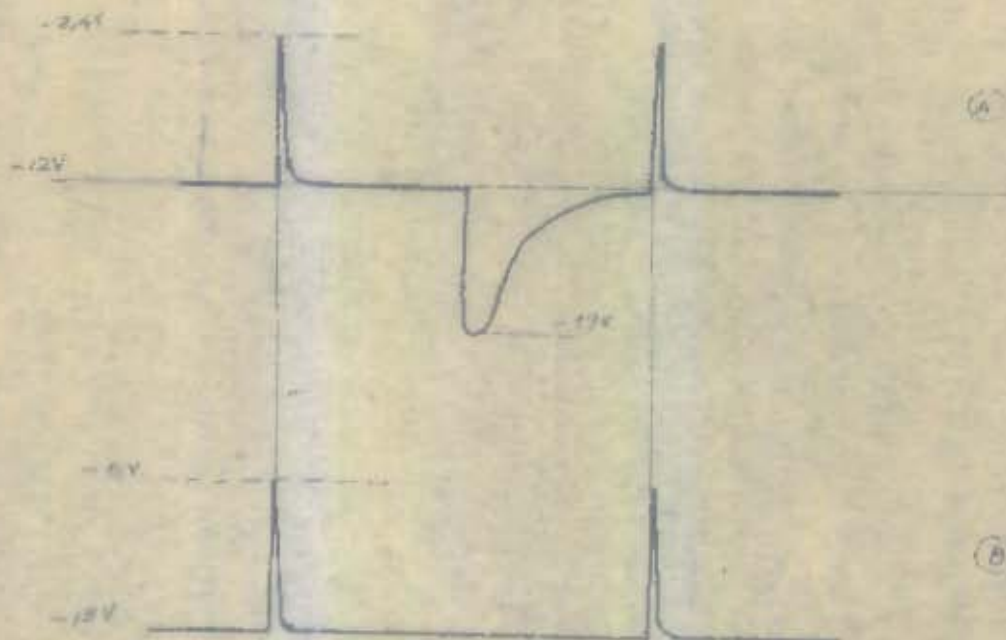
Circuito de gatilhamento: diferenciador



$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 66 \text{ nF}$
 $D_1 = \text{DA-85}$

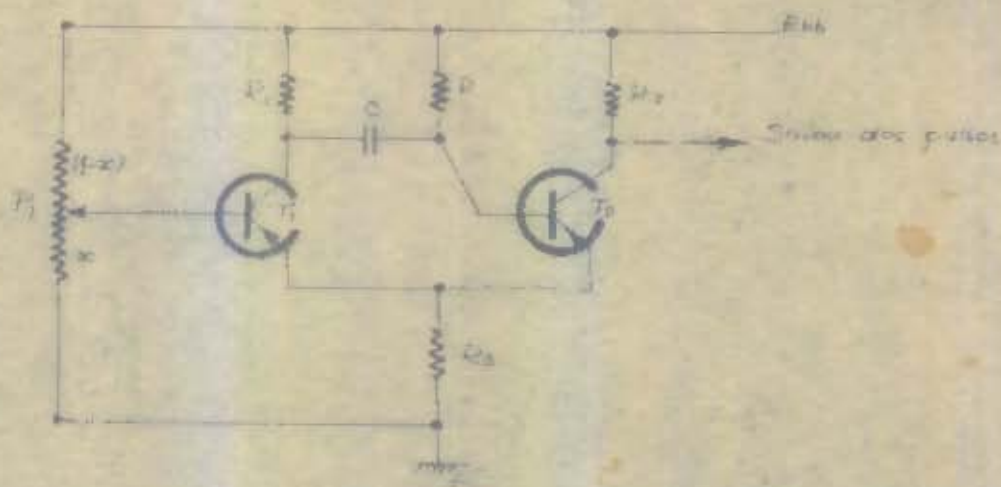
Formas de onda

quando aparece o pulso positivo e o diodo D_1 conduz, R_2 entra em paralelo com R_1 e a onda observada em A fica assimétrica:



III.- 2. Entre diversos sistemas de geração de pulsos de largura variável, foi escolhido o de utilização do multi-vibrador monoestável acoplado a emissor, que dá um pulso com a variação da polarização da base do seu primeiro transistor.

Circuito Básico:



Este multivibrador tem vários modos de operação que dependem do valor de x (ref. 1, pag 298), dos quais escolhemos por razões de linearidade aquele em que após o gatilho: T_1 passa do corte para a região ativa, enquanto que

T_2 passa da saturação para o corte que é o chamado modo 1,2.

Para este modo os limites de variação de x são:

limite inferior
de x

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

limite superior
de x

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

sendo a duração do pulso:

$$t_1 = RC \cdot \ln \left| \frac{1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3} + x \frac{R_2}{R_3}}{1 - x} \right|$$

ou

$$t_1 = RC \ln \left(\frac{b + ax}{1 - x} \right)$$

onde: $a = \frac{R_2}{R_3}$

$$b = \left(1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)$$

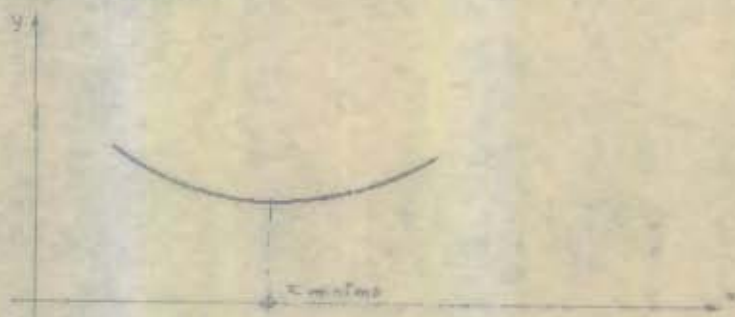
∴ $\frac{t_1}{T} = \ln \frac{b + ax}{1 - x}$ onde: $T = RC$

para que haja variação linear de t_1 com x , é necessário que:

$$\frac{\partial}{\partial x} (t_1/T) = \text{cte}$$

ou: $\frac{\partial}{\partial x} (t_1/T) = \frac{-(b + a)}{ax^2 - (a - b)x - b} = \text{cte}$

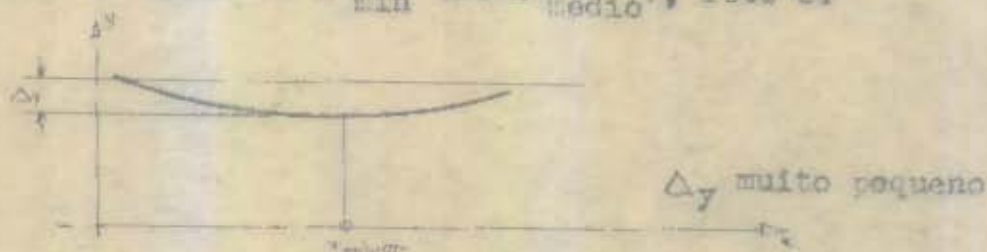
onde $y = ax^2 - (a - b)x - b$ sendo uma parábola, nos indica que $\frac{\partial}{\partial x} (t_1/T)$ não será constante, mas poderá no máximo ter pequena variação



onde $x_{\text{mínimo}} = \frac{a - b}{2a}$

é interessante fazer-se com que a variação de x (potenciômetro P_1) se dê em torno de $x_{\text{mínimo}}$, isto é, $x_{\text{médio}} \approx x_{\text{mínimo}}$

assim, pode-se obter uma variação que, se não é linear, ao menos é igual para ambos os lados de $x_{\text{médio}}$.
 Se a parábola for bastante "achatada", y será praticamente constante em torno de x_{min} (ou $x_{\text{médio}}$), isto é:



se a variação de y é pequena, $\frac{\partial}{\partial x} (t_1/\tau)$ torna-se praticamente constante.

Consegue-se um "achatamento" da parábola fazendo o foco próximo do vértice da mesma, sendo a distância vértice-foco dada por: $D = \frac{1}{4a}$

Há então duas condições:

(a) $x_{\text{médio}} = x_{\text{min}}$

(b) $D = \frac{1}{4a}$ menor possível

sendo:

para operação
no modo 1,2

$$x_{\text{max}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$x_{\text{min}} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

vem

$$x_{\text{médio}} = \frac{x_{\text{max}} + x_{\text{min}}}{2}$$

$$\therefore x_{\text{médio}} = \frac{1}{2} \frac{R_3}{R_1 + R_3} \left| 1 + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right|$$

por outro lado:

$$x_{\min} = \frac{a - b}{2a} = \frac{1}{2} \frac{R_3}{R_1} \left| \frac{R_2}{R_3} - \left(1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) \right|$$

fazendo $x_{\text{médio}} = x_{\min}$, e equacionando, tira-se:

$$\frac{R_1^2}{R_3} - R_1 + \frac{R_3^2}{R_2 + R_3} - R_3 = 0$$

ou $A R_1^2 + B R_1 + C = 0$

onde $A = \frac{1}{R_3}$; $B = -1$; $C = \frac{R_3^2}{R_2 + R_3} - R_3$

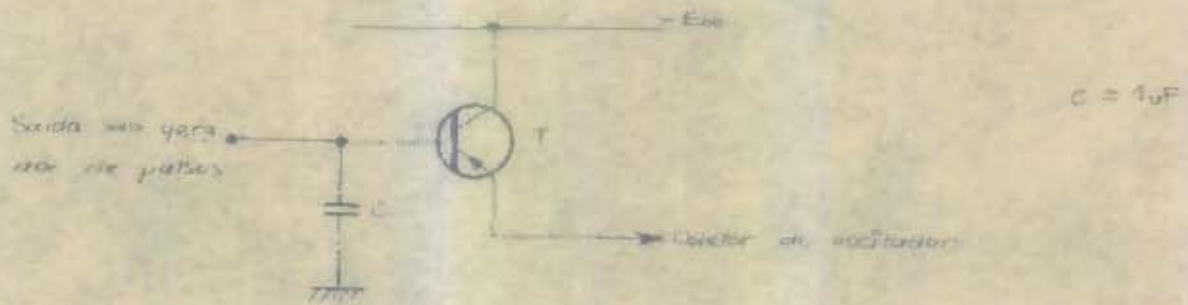
Assim tira-se o valor de R_1 necessário para que a variação da largura do pulso seja o mais linear possível com a variação da polarização da base de T_1 , uma vez assumidos valores para R_2 e R_3 .

ora,
$$R_1 = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}$$

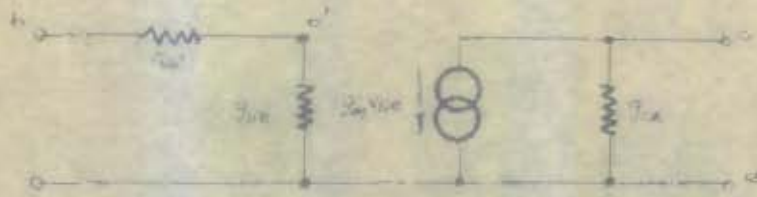
substituindo os coeficientes pelos seus valores, vem:

$$R_1 = R_3 \left| 0,5 \pm \sqrt{1,25 - \frac{R_3}{R_2 + R_3}} \right|$$

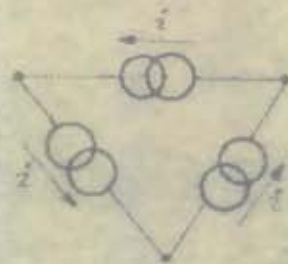
III.3 - Circuito de Chaveamento:



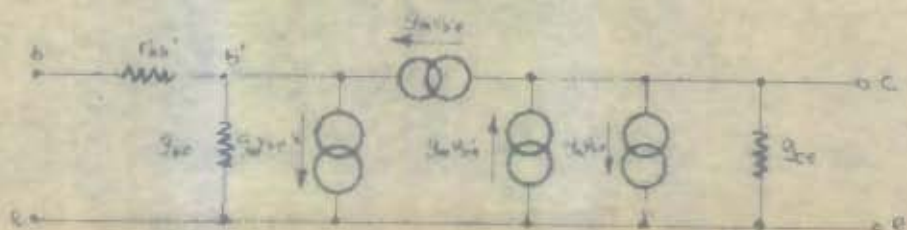
O princípio de funcionamento deste circuito pode ser compreendido considerando o circuito equivalente:



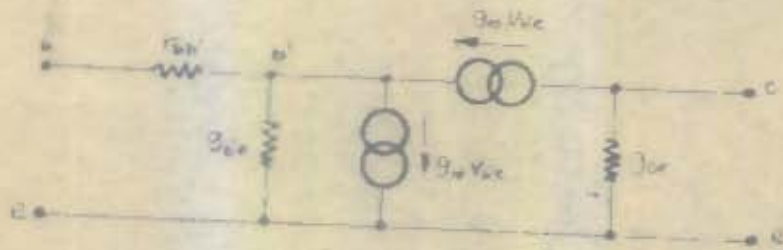
Podemos somar três fontes associadas como indicado abaixo, sem alterar o circuito:



Teremos então:



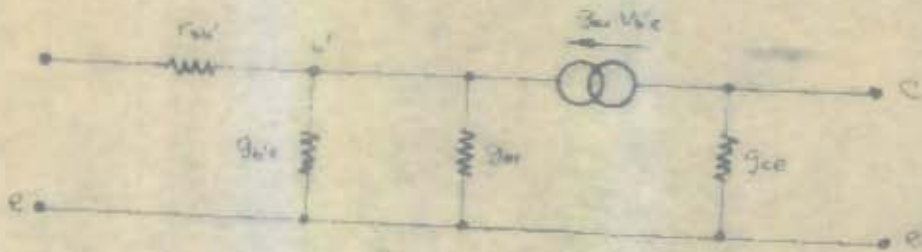
OUT



Considerando a equivalência:



temos:



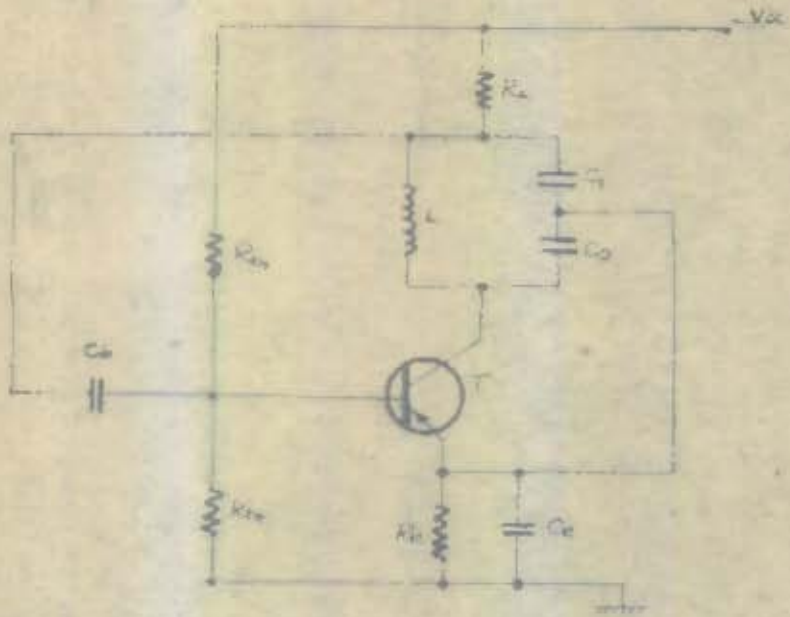
E_m é normalmente uma condutância alta. Quando o transistor de chaveamento está conduzindo, essa condutância elevada parece (sob ponto de vista AC) entre o coletor do oscilador e terra, amortecendo as oscilações. O transistor de chaveamento deve então ser polarizado de tal modo que o gerador de pulsos possa levá-lo do corte (quando não aparece a condutância E_m e as oscilações não são interrompidas) à região de condução, amortecendo rapidamente as oscilações.

Considerando que os pulsos fornecidos pelo gerador têm um nível mais alto em $-4V$ e o mais baixo em $-12V$, e que o coletor do oscilador está polarizado em cerca de $-9V$, basta ligar diretamente o emissor do transistor de chaveamento ao coletor do oscilador.

O capacitor na entrada tem a finalidade de dar estabilidade ao chaveamento.

III.4 - Osciladoras

a) Esquema: foi utilizado o circuito Colpitts que, alem de dar uma boa estabilidade em frequencia, fornece potencia suficiente para modular diretamente o transmissor.

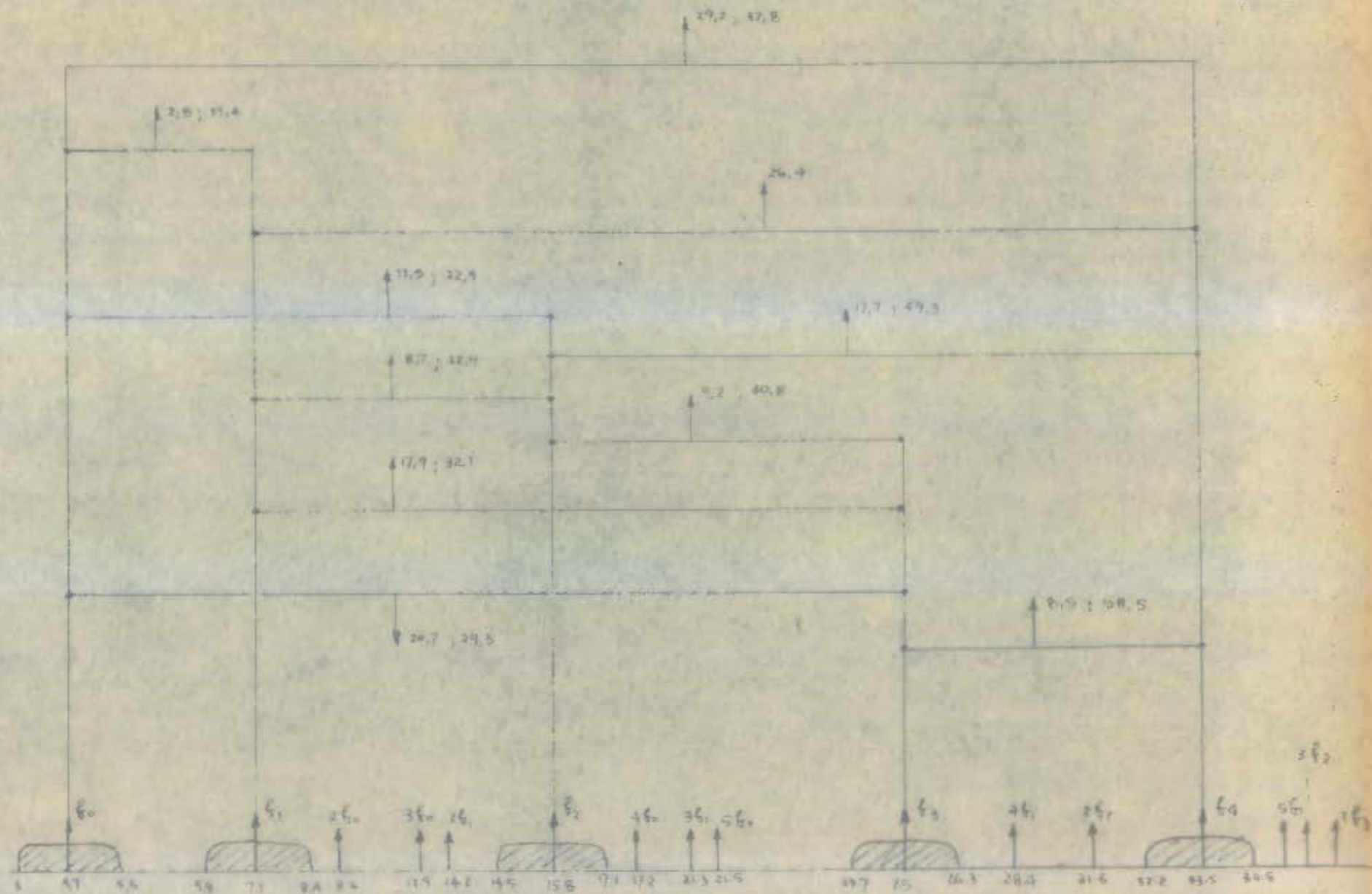


b) Escolha das Frequências: tendo em vista que o sistema é um multiplex em frequência e que a informação relativa a cada canal é separada por meio de filtragem, torna-se necessário evitar que a frequência de um canal fique muito próxima das harmônicas de um outro ou do batimento deste com um terceiro.

Os pulsos mais estreitos fornecidos pelo gerador de pulsos correspondem a uma frequência fundamental de 1 KHz. Uma faixa de passagem de cerca de 2,5 KHz para os filtros permite passar estes pulsos mais estreitos com forma de onda satisfatória. O diagrama seguinte ilustra a distribuição de frequência dos quatro canais bem como das harmônicas e dos batimentos.

Frequências de áudio para cavais de concreto

Nota Todas as freq estão expressas em kHz



c) Condição de Oscilação Auto Mantida e Frequência de Oscilação:

Para um oscilador Colpitts temos as seguintes expressões:

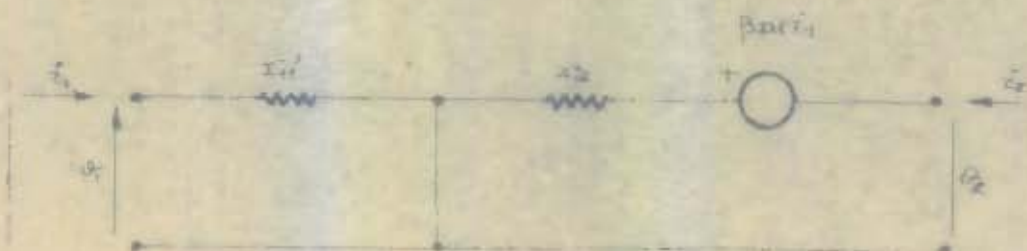
Condição de oscilações auto mantidas:

$$\frac{\beta r_d}{r_{i1}} > \frac{C_1}{C_2}$$



Frequência de oscilação: $\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 r_d} + \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}}$

sendo β , r_d , r_{i1} parâmetros do transistor:



d) Considerações práticas sobre o projeto:

Z_1 e Z_3 formam um divisor de tensão que regula a taxa de realimentação do coletor para a base. Assim, se a impedância Z_1 for pequena a realimentação será pouca e as oscilações terão pequena amplitude. Se Z_1 for muito grande a realimentação será muito forte e teremos distorções. Z_2 introduz uma realimentação para o emissor. Se essa realimentação for muito forte (Z_2 pequena) teremos pequena amplitude das oscilações. Se Z_2 for grande teremos pouca realimentação para o emissor e poderá haver distorções.

Um bom chaveamento dos osciladores exige também um valor pequeno para o capacitor C_1 . Os seguintes valores de C_1 e C_2 são aconselháveis para garantir uma boa amplitude e boa forma de onda das oscilações, bem como bom funcionamento do chaveamento:

$$C_1 < 20 \text{kpF}$$

$$C_2 = 470 \text{kpF}$$

O valor de L será calculado em cada caso de acordo com a frequência de oscilação desejada. O ajuste final da frequência de sintonia pode ser feito por meio de núcleo de ferrite.

Para o transistor que utilizamos (OC-44) temos os seguintes valores aproximados:

$$\beta \approx 75$$

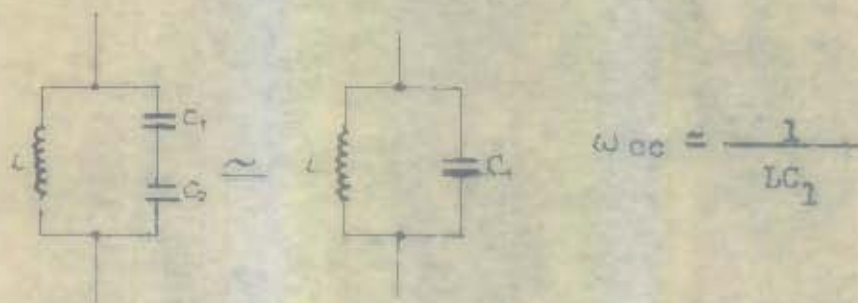
$$r_d = 20 \text{ k ohms} \quad \text{para } I_B \approx 10 \text{ mA}$$

$$r_{i1} = 2,2 \text{ kohms}$$

para estes valores a condição de oscilações auto-mantidas resulta:

$$\frac{C_1}{C_2} < 7 \times 10^{-2}$$

Como no circuito tanque C_1 entra em série com C_2 , para efeito de frequência de ressonância, o valor de C_1 é que prevalece.



e) Circuito e valores práticos:

Lab. a freq. III.4 (a)

T: OC-14

-Vcc = 12 V

Polarização:

-V_{ce} = 9 V

I_e = 0,5 mA

R_L = 1,2 k

R_e = 4,7 k

R_{b1} = 150 k

R_{b2} = 39 k

C_e = C_b = 2,5 F

C₂ = 470 kpF

C₁

canal 1: 6,8 kpF

canal 2: 12,2 kpF

canal 3: 5,6 kpF

canal 4: 5 kpF

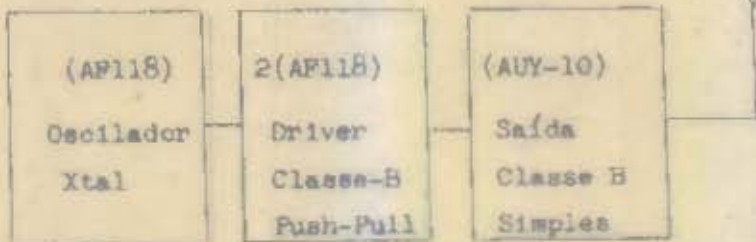
Devido às diferenças entre os transistores dos vários canais, é aconselhável ajustar a polarização em cada caso, usando um potenciômetro no lugar de R_{b1}, ajustando-o para se ter a melhor saída.

A potência conseguida com este circuito é da ordem de 0,5 mW, o que é suficiente para modular diretamente o transmissor.

III.6 TRANSMISSOR

INTRODUÇÃO

O transmissor operando em 27 Mc/s e controlado a cristal tem o seguinte diagrama de blocos:



Deseja-se uma potência de 800 mw (sem modulação) numa antena de 50Ω .

A modulação para o transmissor é feita na base pois não se deseja empregar transformadores de modulação, já que o sinal modulador atinge 35 Kc/s. Isto implicará numa perda de potência de saída, mas mesmo assim o transmissor tem potência suficiente para rádio-contrôle. Este mesmo transmissor, como parte de um transceptor poderá ser usado com modulação de coletor fornecendo então uma potência maior que 800 mw.

FUNIONAMENTO E CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROJETO.

OSCILADOR - Utiliza-se o AF118 em montagem base comum para RF, controlado a cristal. C_1 e C_2 formam divisor capacitivo de tensão, cuja finalidade é obter o valor ótimo de realimentação para o funcionamento harmônico do cristal. Este divisor é diferente para cristais de fabricação diferente. O choque de rádio-frequência L_0 barra a R-F afim de evitar perda de realimentação pelo resistor de emissor.

L_{11} é bobina de alto Q (da ordem de 150) e ressoa com C_3 em 27 Mc/s.

O AP118 foi escolhido afim de que o oscilador desenvolvesse também a potência necessária para excitar o "driver". R_1, R_2, R_3 polarizam o estágio em aproximadamente $V_{ce} = -8$ volt, $I_e = 12$ mA.

O circuito oscila facilmente para grandes variações do núcleo, sendo que a ajustagem é feita variando-se o núcleo até que a saída seja máxima; estando naturalmente o oscilador carregado pelo "driver" em funcionamento.

Um oscilador a cristal é colocado no ponto ótimo de operação ajustando-se a polarização de base. Se inserirmos um miliamperímetro no emissor notaremos que há um "dip" de corrente quando o circuito oscila.

ESTÁGIO DE SAÍDA - Opera-se com AUY-10 em *base* comum, classe B como coletor no negativo da bateria, apesar deste transistor ter perdas grandes em 27 Mc/s. A potência de saída que se deseja é 800 mw numa carga de 50 Ω (reativa). Assume-se uma eficiência de 0,85 para o circuito de acoplamento do transistor com a carga, com isto o transistor deverá fornecer:

$$\frac{800}{0,85} = 940 \text{ mw.}$$

$$P \text{ saída classe B simples} = \frac{V_{cm} I_{cm}}{4}$$

Levando em consideração tensão de joelho da ordem de 3 volts, resulta:

$$I_{cm} = \frac{4 \times 0,94}{9} \approx 420 \text{ mA.}$$

A resistência de carga do coletor definida como

$$R'_L = \frac{V_{cm}}{0,5 I_{cm}} = \frac{9 \text{ v}}{0,5 \times 420 \text{ mA}} \approx 43 \Omega$$

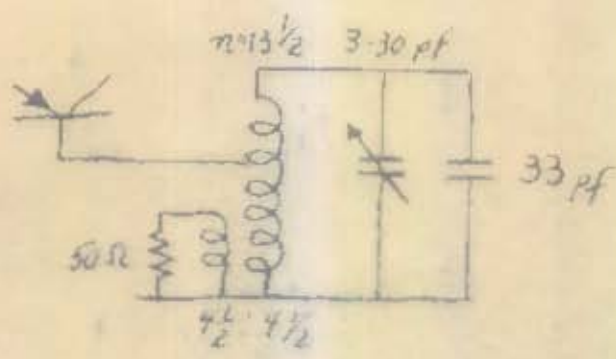
$$\text{e o } I_{cm}(\text{average}) = \frac{420}{\pi} \approx 134 \text{ mA (consumo de bateria).}$$

Da análise de Fourier e do fato de ser classe B simples com circuito sintonizado seletivo na primeira harmônica tem-se que o valor de pico da fundamental é metade do valor de pico da meia onda retificada.

O transformador de saída para casar 43 Ω com 50 Ω é praticamente 1:1 devendo ser ajustado experimentalmente para se obter a potência desejada.

A eficiência de 0,85 é razoável já que $\eta = (1 - \frac{Q_w}{Q_0})^2$ e com enrolamento de núcleo a ar se obteve facilmente 180, o que resulta em $Q_w \approx 30$. O melhor circuito de saída não pôde ser calculado, já que os parâmetros do AUY-10 em 27 Mc/s estavam inacessíveis, e os disponíveis para 8 Mc/s não puderam ser generalizados já que se está muito além da frequência de corte em emissor comum.

o circuito de saída que melhor resultado deu foi:



Para condições de funcionamento semelhantes porém a 8 Mc/s (referência 1) foi registrado um ganho em potência = 9,6 db (9 vezes em potência). Então, para 27 Mc/s assume-se um ganho de 5. Com isto o "driver" deverá fornecer aproximadamente $\frac{800}{5}\text{ mw} = 160\text{ mw}$.

referencia 1 - A 4 watt 8.31 Mc/s Transceiver



ESTAÇÃO DRIVER.

Faz uso de dois AP118 em classe B push-pull afim de se obter a potência requerida para o estágio de saída. Este estágio trabalha em classe B ou levemente em classe C. É polarizado no conjunto R_5, C_5 pelo sinal retido em L_{12} , e que sofre detecção no diodo base-emissor. O resistor R_6 protege os transistores contra corrente de sobrecarga, que pode ocorrer quando o circuito de saída está mal sintonizado. O choque de R-F, L_4 , torna o ponto médio de L_{21} flutuante afim de evitar as consequências de eventuais assimetrias. A distorção de cross-over é reduzida devido ao uso de circuito tanque na saída.

O AP118 tem dissipação máxima de 250 mw e $\beta = 1$ para 175 Mc/s (6v, 10 mA). O I_c máximo permissível é de 50 mA segundo as últimas características. Este transistor possui tensão de joelho elevada para alto valor de I_c .

$$P_{\text{saída}} = \frac{V_{om} I_{cm}}{2} \quad \text{e admitindo-se novamente uma eficiência de } 0,85$$

(Classe B - push-pull)

resulta:

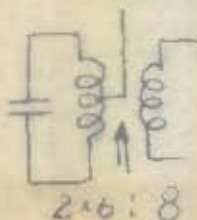
$$I_{cm} = \frac{2 \times 160}{0,85 \times 7} \approx 51 \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{\text{joelho}} = 5 \\ V_{cm} = 12 - 5 = 7. \end{array} \right.$$

$$\text{o } I_{cm} \approx \frac{51 \times 2}{\pi} \approx 34 \text{ mA (consumo de bateria).}$$

(average) π

Para a potência de saída desejada deve-se ter a carga (entrada do estágio de saída) refletida $R_L' = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = \frac{7 \text{ volts}}{51 \text{ mA}} \approx 138$.

Porém, como se conhece a impedância de entrada do AUY-10 em 27Mc/s e a relação de transformação bem como o circuito de saída, que foi ajustado experimentalmente.



TRANSMISSOR

COMPONENTES:

resistores $\frac{1}{4}$ watt
 $R_L = 50 \Omega$ 1 watt

transistores com
dissipadores apropriados
(driver e saída)
tipo J.T.A.

capacitores de cerâmica

$C_8 =$ padder 3-30 pf + 33 pf cerâmica

$C_6 = (68 + 47)$ pf cerâmica

$C_1 = 27$ pf

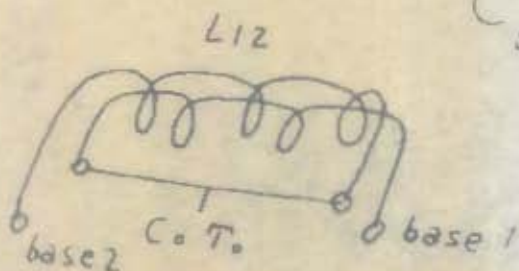
$C_2 = 5$ pf } esses valores dependem do
cristal em uso.

Xtal = 27 120 Kc/s do MITA Denpa (Japan)

Bobinas:

L_{11} { 19 voltas, fio 22, forma
de $\frac{1}{4}$ " com núcleo ferrite móvel
comprimento 28 mm.

L_{12} { $2 \times 2 \frac{1}{2}$, fio 22 encapado
com "spaghetti" enrolado da forma
seguinte sobre L_{11} :



L4, L0 { choque RF (30 Mc/s) 26 μ h
modelo "Solhar"

L21 { fio 18, 12 voltas com C.T.
(fio prateado), fôrma de $\frac{1}{4}$ "
c/ núcleo móvel ferrite
enrolado espaçado com comprimento 2cm

L22 { fio 22, prateado, coberto
com "spaghetti", 8 voltas,
enrolado junto sobre L21

L31 { 13 $\frac{1}{2}$ voltas, fio 14, cobre
enrolamento espaçado
comprimento 4,5cm
diâmetro $\frac{9}{16}$ " Tap em $4\frac{1}{2}$

L32 para $R_L = 50 \Omega$

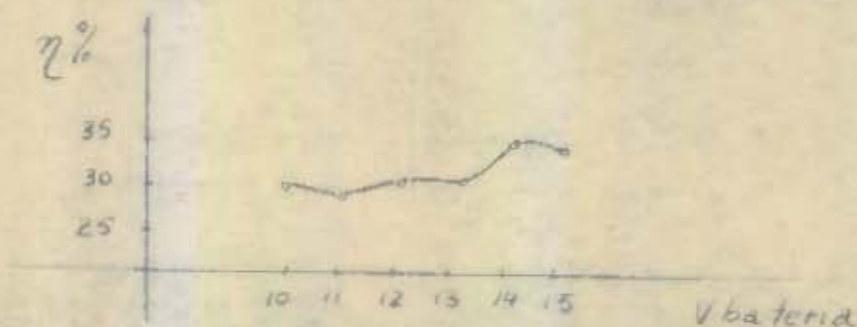
4 $\frac{1}{2}$ voltas, fio 18 prateado com spaghetti
espaçado, sobre 4 $\frac{1}{2}$ de L31.

RESULTADOS.

V bateria (volt)	Corrente R-F na carga 50 (mA)	Consumo total (mA)	Potência saída R-F (mW)	Potência de bateria (mW)
10	95	135	450	1350
11	110	160	605	1750
12	120	185	720	2200
13	130	200	845	2600
14	138	225	900	3140
15	145	240	1050	3600

Obs.: Potência sem modulação: miliamperímetro de R-F Weston model 425
(resistência 1,8 Ω).

A eficiência do transmissor pode ser vista no gráfico abaixo:



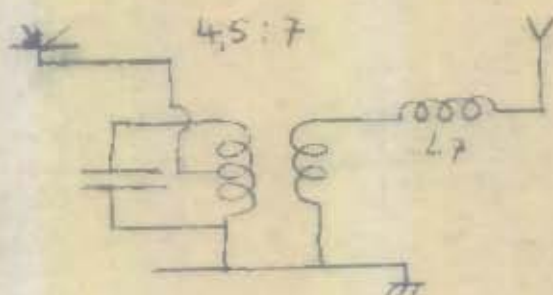
Vê-se que acima de 13 volts o consumo da bateria aumenta sensivelmente. Por outro lado a eficiência de 30% do transmissor é devida entre outros fatores à: os transistores AP11B e AUY-10 terem alta tensão de joelho para alta corrente I_c , consumo de potência em harmônicas no classe B simples, perdas devido à alta frequência principalmente no caso do AUY-10 que trabalha além de sua frequência de corte em *base* comum.

AJUSTE DO TRANSMISSOR.

A antena adequada para o transmissor deve ser da ordem de $\lambda/4$, uma de quatro secções, comercial atinge 2,1 m, o que corresponde a uma impedância da ordem $Z = 20 - j50$.

O transformador de saída tem então o secundário alterado para:

$$n^2 = \frac{83}{20} \quad n \approx 1,5$$



A indutância do secundário deve totalizar + j50.

O ajuste final do transmissor poderá ser feito da maneira seguinte:



Sintoniza-se o circuito tanque final observando deflexão máxima no "grid-dip meter" funcionando como detetor e situado a alguns metros de distância. Observa-se também mínima corrente de consumo no miliamperímetro.

A seguir sintoniza-se o circuito tanque no driver procurando máxima deflexão no grid-dip meter.

Este ajuste pressupõe que o oscilador já esteja calibrado.

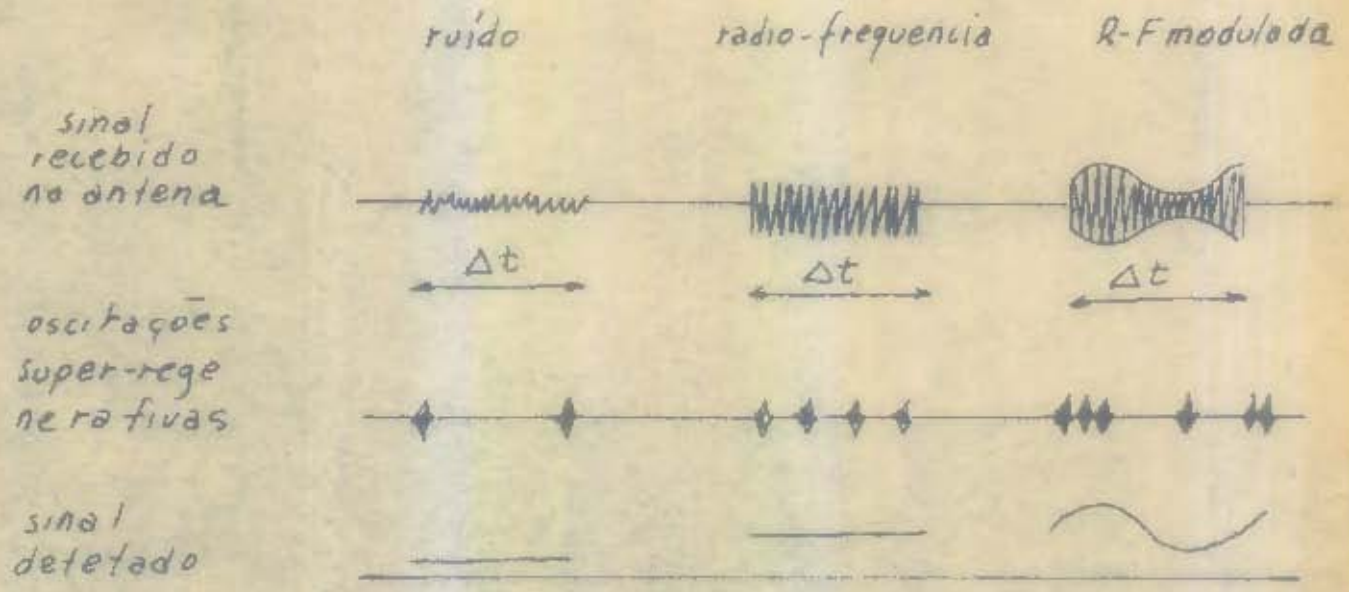
III 7 - RECEPTOR

INTRODUÇÃO : O receptor é um detetor super regenerativo, assim escolhido devido à sua simplicidade, seu pequeno peso, por ser muito compacto e por ter altíssimo ganho; o que o torna muito conveniente para ser instalado em equipamentos móveis de rádio controle. possui características negativas tais como : instabilidade do ganho, pouca seletividade, re-irradiação e alto nível de ruído. Entretanto para muitas aplicações a sua utilização é bem satisfatória.

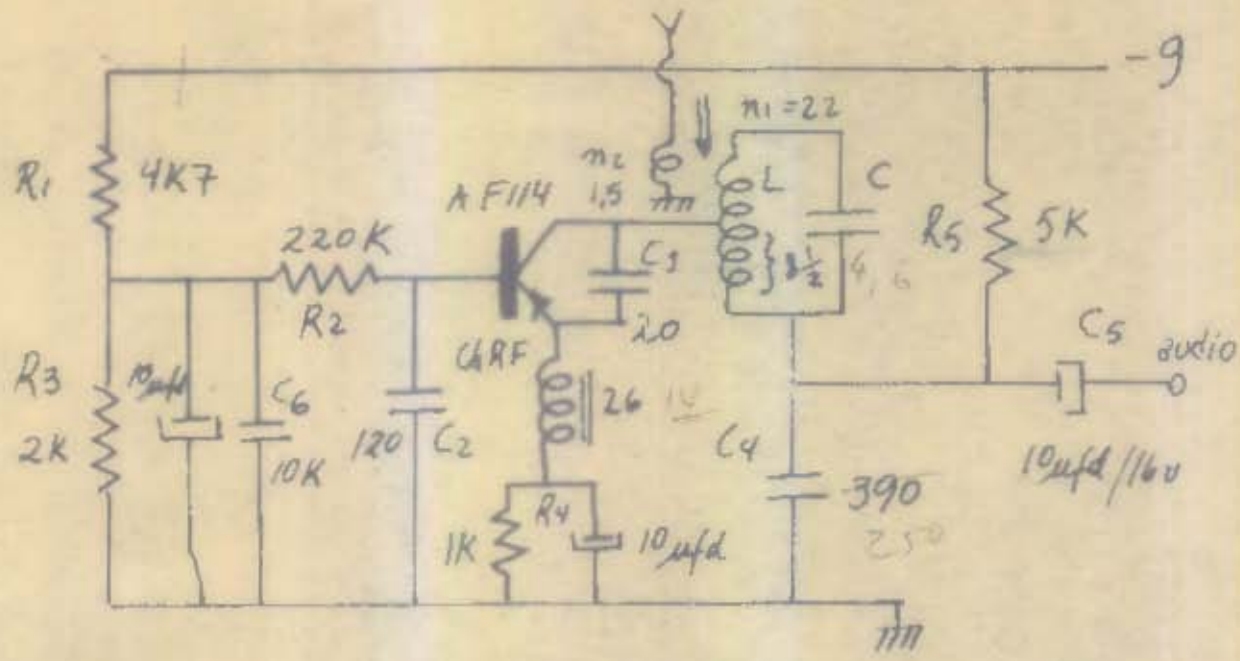
A instabilidade do ganho no caso de sistemas que não podem ser supervisionados por operadores, deverá ser compensada por um C.A.G. . A seletividade só é crítica se existirem vários canais transmissores em frequências próximas. A re-irradiação apenas ocasiona dificuldades se existirem receptores próximos.

PRINCIPIO DE FUNCIONAMENTO: Basicamente tem-se um oscilador na rádio-frequência à ser recebida, com L e C sintonizados nessa frequência e C₁ fazendo a realimentação positiva entre coletor e emissor. Esta oscilação é tornada intermitente pelo conjunto R₂ , C₂ e resistores de polarização que constituem um " Q F O " " quench frequency oscillator " . Este Q F O interrompe a oscilação de R-F numa frequência bem mais baixa, mas sempre maior que as frequências moduladoras afim de evitar batimento com as mesmas. Em cada ciclo

nos picos positivos o Q P O leva o transistor ao corte e então no coletor existem pulsos de corrente na frequência de "quench" que produzem uma certa corrente média quando há ausência de sinal na antena. A presença de sinal no circuito tanque faz com que as oscilações se iniciem mais cedo, e estas na forma de pacotes de oscilação são de mesma área e atingem sempre a mesma amplitude. A razão de repetição dos pacotes de oscilação aumenta portanto com o sinal recebido. Assim a corrente média de coletor flutua em amplitude proporcionalmente à frequência moduladora do sinal de R-F recebido e tem-se então a demodulação da portadora. O sinal detetado se desenvolve no resistor R_5 e é acoplado por C_5 à um amplificador de baixa frequência. C_4 é "by-pass" para R-F e $R_1 R_3 R_4$ são resistores de polarização.



CIRCUITO DO RECEPTOR.



capacitores em pf
 resistores em Ω todos $\frac{1}{4}$ watt
 indutancias em μh

- C_1, C_2, C_4, C_6 - cerâmica
- ChRF = tipo "Solhar" $26 \mu h$ (27Mcs)
- $C = 5$ à 10 pf ajustado experimentalmente no valor ótimo.
- $L = 22$ espiras, "tap" 9 voltas, fio 25 encapado com algodão, enrolado junto, em forma de $\frac{1}{4}$ " c/ núcleo móvel de ferrite

O detetor superregenerativo pode funcionar de 3 maneiras:

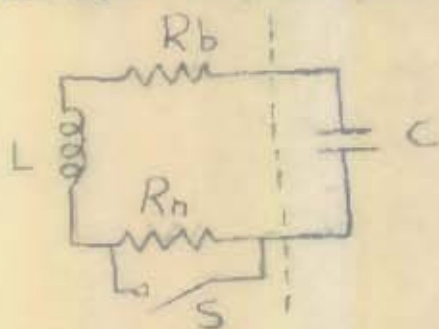
- 1) com Q.F.O. separado modo logarítmico
 modo linear
- 2) com Q.F.O. intrínseco, isto é, auto-interrompido
 por um conjunto RC de constante de tempo deter-
 minada.

Para o caso 2, o estudo rigoroso não foi feito, porem, por um estado do modo linear ao qual mais se aproxima, conclusões aproximadas podem ser tiradas.

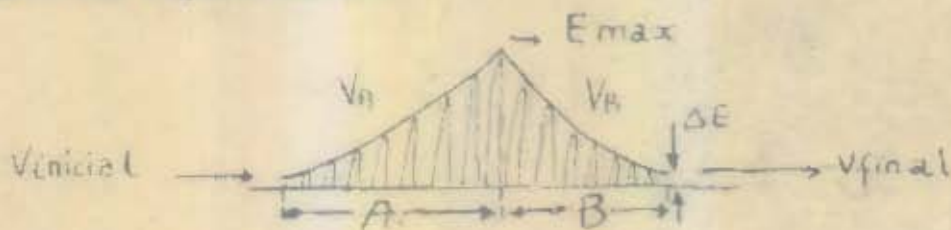
É o que se faz a seguir.

CONSIDERAÇÕES SOBRE A FREQUENCIA DE "QUENCH"

Ao se construir um circuito equivalente para um oscilador a realimentação pode ser representada por uma resistência negativa R_n . Com isto pode-se representar o circuito tanto receptor superregenerativo pelo circuito ao lado onde: R_b é a resistência de perdas da bobina L e S é a chave que simula a ação de interrupção de oscilação efetuado pelo "quenche".



O pacote de oscilação resultante da interrupção pode ser visto na figura abaixo



A chave S está aberta durante o tempo A e fechada durante o tempo B . As tensões no capacitor C são respectivamente

$$V_A = V_{inicial} e^{-R/2L t} \quad \text{onde} \quad R = R_b - R_n$$

e caso há oscilação $|R_n| > |R_b|$ e tem-se uma exponencial crescente. $V_B = E_{max} e^{-R_b/2L t}$ já que que a chave S está fechada durante o tempo B , e a exponencial é decrescente.

O período de tempo B deve ser suficientemente grande para que a amplitude da envoltória da oscilação ΔE , remanescente

no fim deste período seja menor do que $V_{inicial}$ afim de que a modulação seja acompanhada na detecção. Mostra-se que o mínimo intervalo da frequência de quench é dado por:

$$\frac{1}{f_q(max)} = - \frac{R}{R_b} t_1 + \frac{2L}{R_b} \log_e \frac{V_{final}}{V_{inicial}}$$

onde t_1 corresponde ao intervalo A. A relação V_f/V_i

é da ordem de 10 e conhecendo-se L, R e t_1 , e caso se possa calcular $R = R_b - R_n$ poderia-se determinar essa frequência máxima. Isto entretanto é difícil.

Outra consideração importante é a seguinte: A medida que a frequência de "quench" aumenta, o período A se reduz e as oscilações devem crescer mais rapidamente se ampla sensibilidade deve ser atingida. Isto significa que deve ser aumentado $R/2L$, o Q do circuito tanque ou então a realimentação. O circuito torna-se muito mais crítico à medida que essa razão de crescimento aumenta. Pequenas alterações no funcionamento devidas à flutuações de alimentação ou da carga podem deixar o receptor com pouca sensibilidade ou então saturá-lo completamente.

Por outro lado o processo superregenerativo consiste em amostrar o sinal de R-F no circuito tanque uma vez cada ciclo de quench, produzindo uma envoltória de oscilações para cada amostragem. Se a frequência f_m de modulação for pequena relativamente à f_q , frequência de quench, muitas amostragens por ciclo se darão (ciclo de modulação) e a tensão média na saída do detetor varia sincronamente com a modulação. A medida que f_m aumenta o número de amostragens diminui e quando $f_m \geq \frac{1}{2} f_q$ a frequência resultante na saída do detetor passa a ser $f_q - f_m$ e $< f_m$

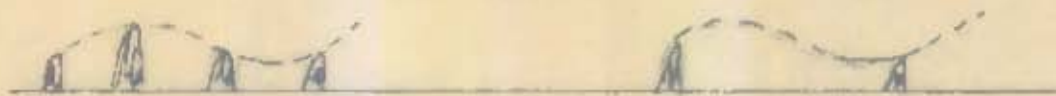
e portanto há grande distorção no sinal de saída com respeito à informação transmitida por f_m . Quando $f_q = f_m$ a frequência do detetor será zero. Observe-se a figura abaixo.



sinal recebido



sinal detetado



$\frac{1}{f_q}$

no coletor

$\frac{1}{f_q}$

$f_q \gg f_m$

$\frac{1}{2} f_q < f_m < f_q$

Pode-se observar que o quench está modulado por f_m como houve a detecção não linear ocorrem as frequências laterais $f_q + f_m$ e $f_q - f_m$ também, além da componente f_m . Se $f_m \ll f_q$ essas frequências laterais ainda são altas e não interferem na informação, porém quando $f_m = f_q/2$ a componente lateral é $f_q - f_m = f_m$ e para $f_m > f_q/2$ perde-se a informação que para os ampliadores de áudio que seguem o detetor é representada pela menor entre f_m e $f_q - f_m$.

APLICAÇÃO AO CASO PRESENTE

Para o radio-controle presente a frequência moduladora mais alta é 35 Kc/s. Precisa-se teóricamente de quench superior à 70 Kc/s. Foram experimentadas frequências até 160 Kc/s. Verificou-se que de fato existia uma frequência mínima da ordem de 100 Kc/s para a qual os 35 Kc/s "não passava". Por outro lado para frequências de quench mais altas o receptor fica com sensibilidade insuficiente além de ter um comportamento instável, como já fora previsto. Não se conseguiu conciliar os fatores ganho (sensibilidade), estabilidade do circuito e detecção de 35 Kc/s de maneira satisfatória.

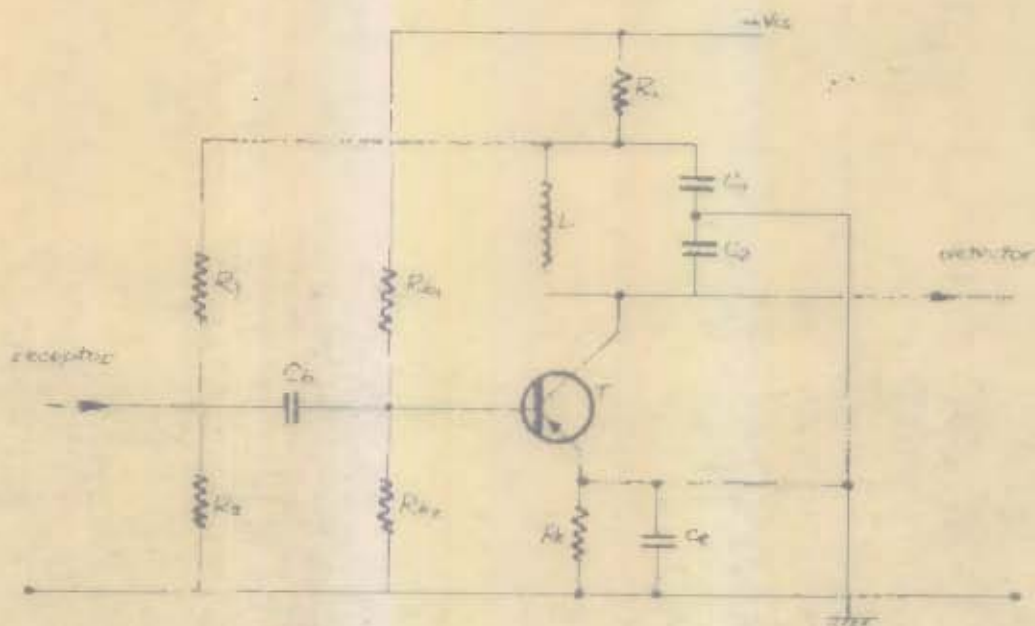
CHEGOU-SE A CONCLUSÃO QUE ESTE RECEPTOR NÃO É CONFIÁVEL PARA A APLICAÇÃO EM RADIO-CONTROLE NESSAS CONDIÇÕES DE FUNCIONAMENTO , ONDE AS FREQUENCIAS MODULADORAS ATINGEM 35 Kc/s. UM OUTRO RECEPTOR DEVERÁ SER SUGERIDO, E CASO NECESSÁRIO UM SUPERHETERODINO CONTROLADO À CRISTAL PODERÁ SER FEITO, APESAR DO SEU GRANDE NUMERO DE ESTÁGIOS.

Este mesmo receptor uma vez que se permita f_q menores apresenta excepcional sensibilidade, mas esta limitado é receber sinais até uns 10 Kc/s, sendo portanto ótimo para um transceptor do tipo " walkie-talkie" portátil.

A sensibilidade observada para um sinal de 30 Mc/s modulada em 30% por 400c/s foi da ordem de 6 μ volt.

III. 8 - Filtros

a) Circuito: utilizamos filtros ativos, empregando o mesmo circuito Colpitts, sendo que a realimentação do coletor para a base é feita através de um divisor de tensão. Dessa forma regula-se a taxa de realimentação de modo a mantê-la num nível insuficiente para manter as oscilações. Esse divisor de tensão permite ajustar o Q do filtro, mantendo uma relação de compromisso com o ganho do filtro.



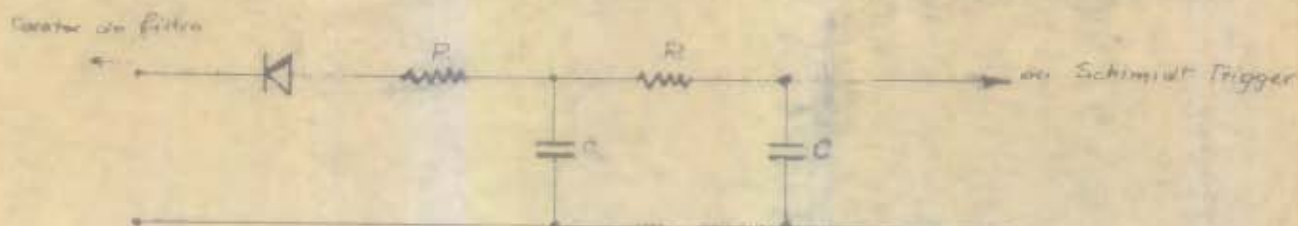
b) Considerações Práticas de Projeto

Para os filtros, a obtenção de um Q elevado é interessante para se ter uma boa seletividade. Por este motivo não se deve usar valores do capacitor C_1 muito pequenos (principalmente nas frequências baixas) porque isso exigiria o valor de L elevado. L é alto implicaria em grande número de espiras e conseqüentemente alta resistência ôhmica da bobina, o que acarretaria limitações do seu Q .

Os valores de R_1 e R_2 devem ser ajustados na prática de maneira a se obter para o sinal de saída o melhor compromisso entre intensidade (ganho do filtro) e interferência de canais vizinhos (Q do filtro).

III 9 - Detetor

Na saída dos filtros têm-se novamente os pacotes de oscilações de baixa frequência. A detecção da envoltória destes pacotes pode ser feita com auxílio do circuito abaixo:



Para uma boa filtragem (baixo fator de ripple) deveremos ter $RC \gg \frac{1}{f}$

sendo f a frequência do canal em questão.

Se for usado um valor muito alto para C , a forma dos pulsos obtidos não será boa, terá as quinas arredondadas devido à atenuação forte das componentes de alta frequência. Por outro lado, se for empregado C muito pequeno, haverá necessidade de aumentar R o que implicará numa queda de tensão grande nas resistências no caso de se puxar muita corrente de circuito. Como este detetor vai alimentar um Schmitt Trigger que pode ter impedância de entrada bastante elevada, e não carregar o circuito, a queda nas resistências não será muito acentuada. É portanto preferível tender para valores pequenos de C para não prejudicar a forma dos pulsos.

Resultados satisfatórios foram obtidos usando:

$$C = 2 \text{ kpF}$$

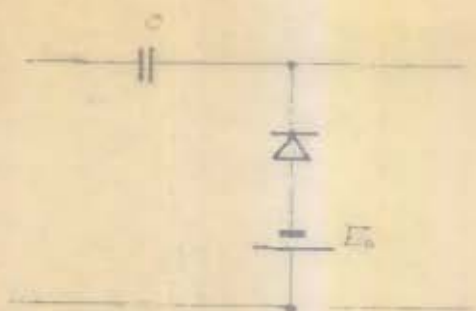
$$R = 68 \text{ k}$$

Circuito Srampeador:

O sinal na saída do detetor tem um nível DC variável (porque a largura dos pulsos é variável) e seu valor médio é bastante negativo (da ordem de $-8V$). Daí resulta que não se pode injetar este sinal diretamente na base do transistor de

entrada do Schmidt Trigger

Um acoplamento capacitivo não é aconselhável porque embora elimine o problema do nível DC ser grande, apresenta inconvenientes por causa do nível DC não ser constante. Um circuito grameador como o indicado abaixo pode contornar estes inconvenientes.

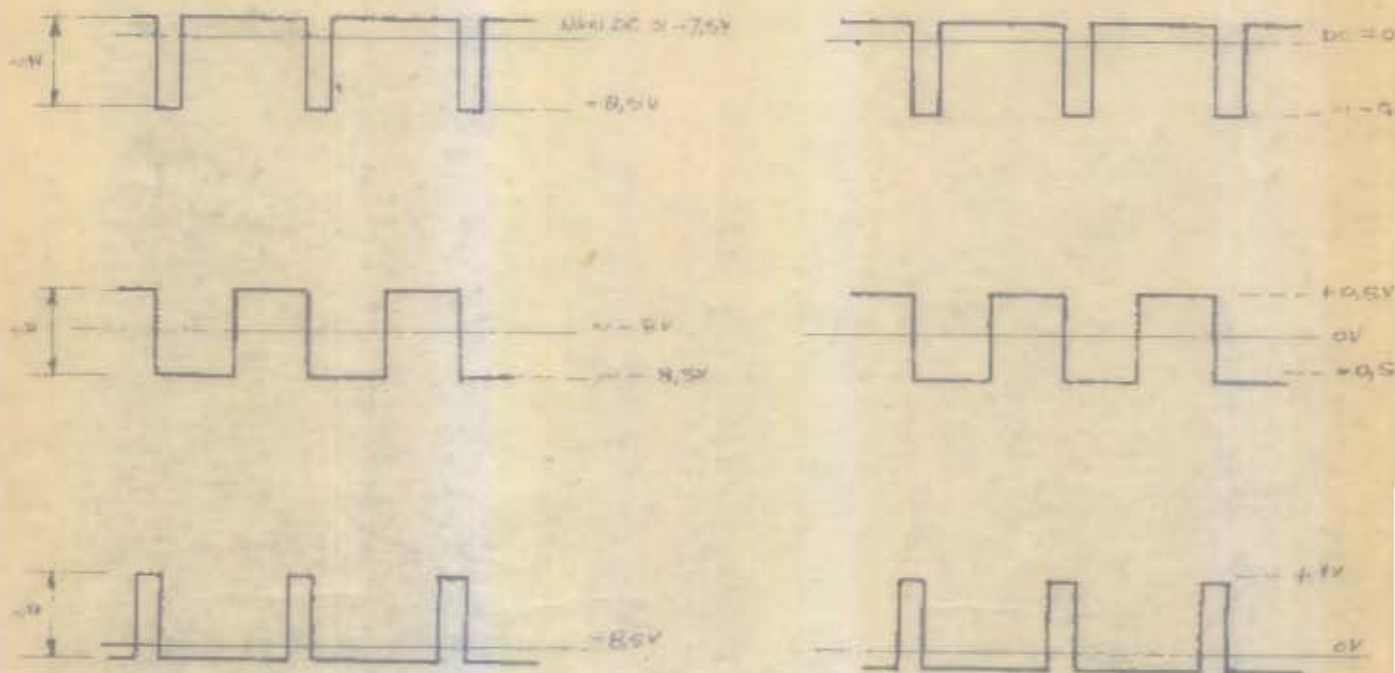


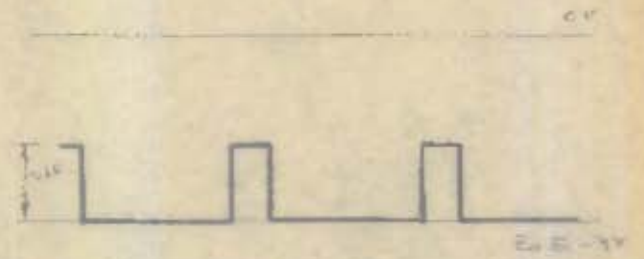
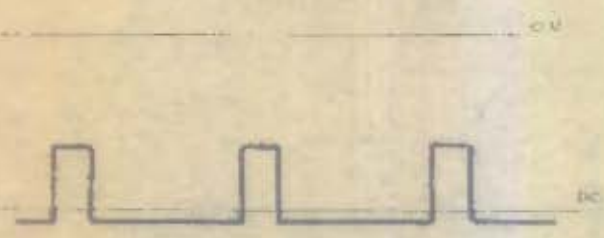
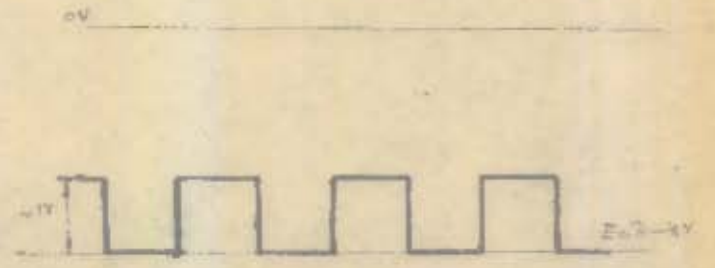
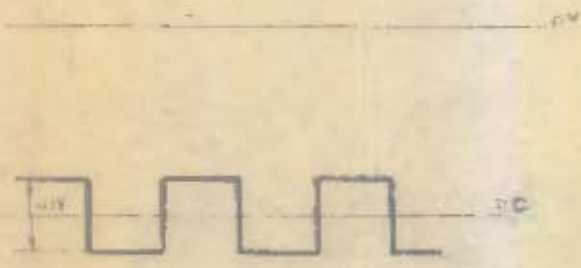
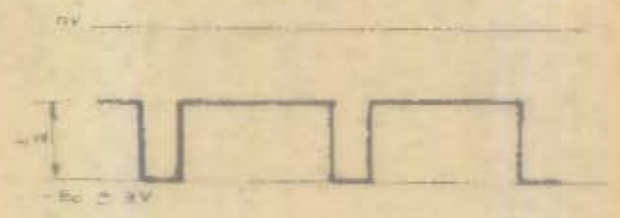
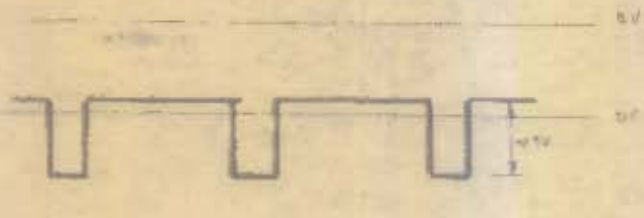
$-E_0 \approx -3 \text{ V}$

C deve ser grande ($\approx 1 \mu\text{F}$)

As formas de onda indicadas a seguir ilustram a vantagem de se usar um circuito grameador em lugar de acoplamento capacitivo.

a) Caso de acoplamento capacitivo





Entrada

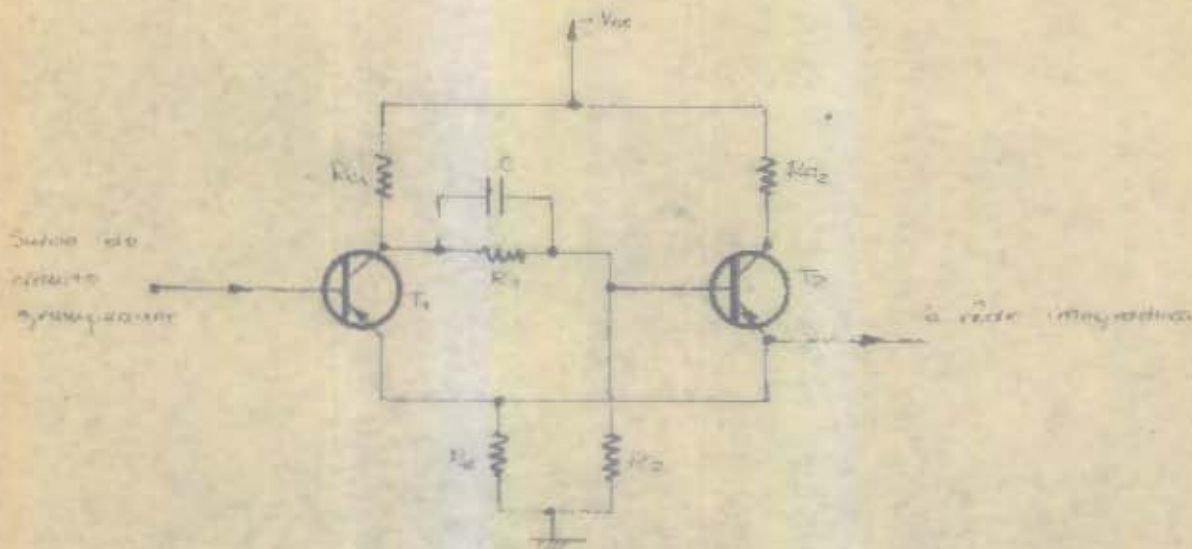
Salida

Como se pode ver, no caso de acoplamento capacitivo, por mais baixo que fôsse o nível de disparo do Schmidt Trigger, haveria dificuldades quando os pulsos fôsses muito largos, pois o mesmo não seria atingido.

Usando circuito grempeador e fazendo-se $-E_0$ da ordem de $-3V$ têm-se em $-2,5V$ um bom valor para estabelecer o nível de disparo do Schmidt Trigger.

III 10 - Schmidt Trigger:

Tem a finalidade de regenerar a forma dos pulsos e uniformizar a sua amplitude.



Condições de projeto:

a) Quando o sinal na entrada está acima do nível de disparo desejado, T_2 deverá estar conduzindo, e a queda em R_6 deverá ser igual ao nível de disparo; T_1 estará então cortado.

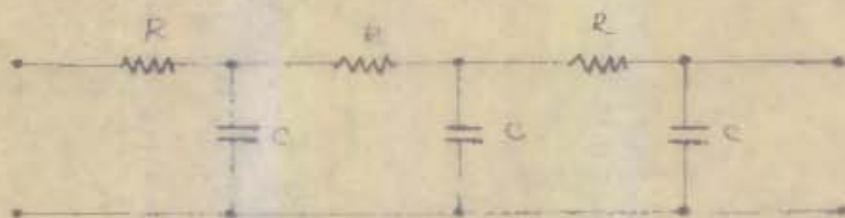
42

d) Dever-se-á ter: $R_1 + R_2 = R_L$

c) Quando o sinal na entrada cair abaixo do nível de disparo levando T_1 a conduzir, aparecerá uma queda de tensão em R_{L1} . A tensão do coletor T_1 subirá deste mesmo valor, que deverá ser suficientemente grande para que, transferido para a base de T_2 através de C , leve T_2 ao corta.

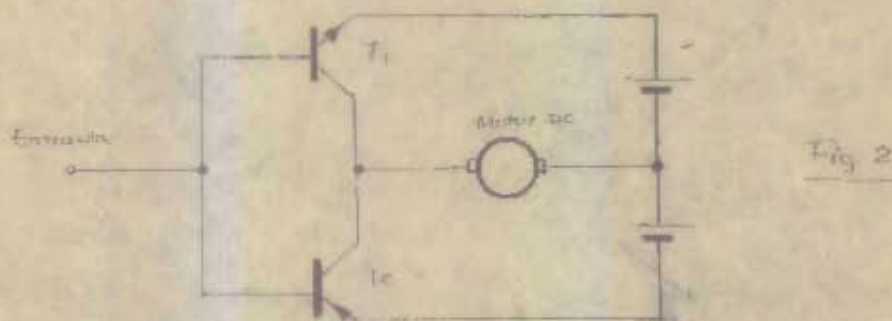
III.11 - Rede Integradora:

Integra os pulsos vindo do Schmitt Trigger fornecendo um nível DC que irá comandar os servos.



III 12. Servo

O sistema usado e mostrado na fig. 1 constitui um tipo de servo posicionador, cuja realimentação é feita na base de T_1 e é realizada pelo potenciômetro P ligado mecânicamente ao eixo do motor. Todos os transistores trabalham em corte e saturação. T_4 e T_5 constituem um par p-n-p/n-p-n e funcionam como relé, segundo o princípio ilustrado na fig. 2. Este fato torna possível a rotação do motor nos dois sentidos, de acordo com o sinal da tensão na base dos transistores.



Referindo-se o esquema geral (fig. 1), o sinal de comando entra na base de T_1 , colocando-o no corte ou na saturação, fazendo mover o motor num ou noutro sentido, até que o potenciômetro proveja uma realimentação negativa de mesma amplitude que o sinal de entrada. Vemos que, se variarmos o sinal de entrada de -3 a $3V$, podemos conseguir, de uma maneira contínua e proporcional, qualquer posição angular do potenciômetro entre as posições extremas, relativas a -3 e $+3$ volts.

T_1 tem de ser n-p-n se quisermos evitar problemas sérios de polarização em T_2 . Escolhemos o OC-139 que é um transistor caro e capaz de potências muito superiores às que necessitamos, por apresentar um I_{co} bem baixo, condição indispensável para assegurar corte em T_2 , quando cortado for T_1 .

T_2 e T_3 constituem apenas um amplificador DC, capaz de fornecer corrente de base para os transistores de potência T_4 e T_5 . Como esta corrente nunca ultrapassa 5 mA, usamos para T_2 e T_3 dois OC-71 que podem, individualmente, fornecerem facilmente 10 mA.

T_4 e T_5 são OC-74 e OC-140 respectivamente, capazes de suportar correntes suficientes para fazer funcionar o motor.

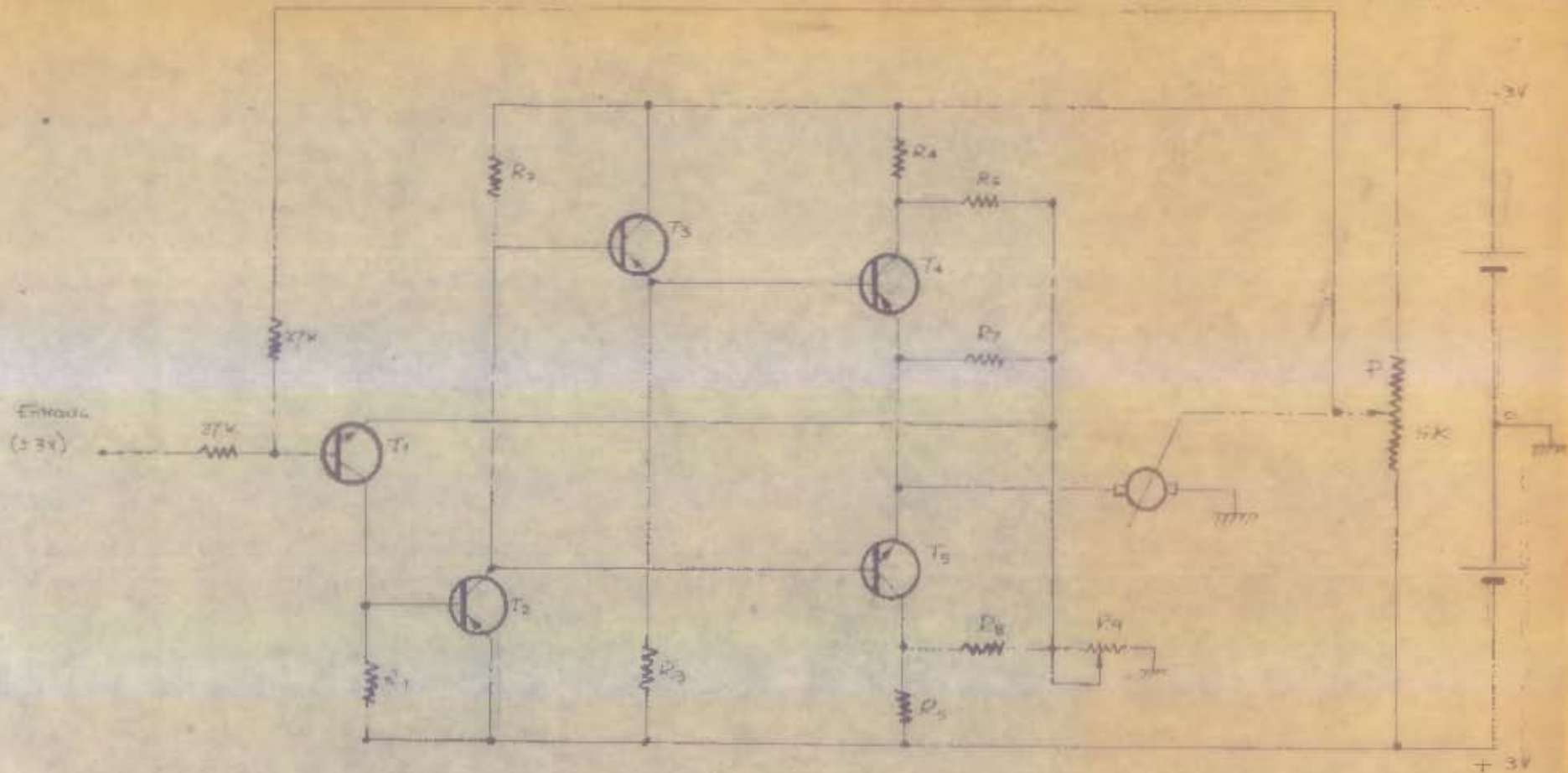
R_4 e R_5 são resistores de limitação para protegerem os transistores no caso de um possível bloqueio do motor, situação em que a resistência interna da armadura diminui demasiado.

Os resistores R_6 , R_7 , R_8 e R_9 formam uma rede, que, por meio de realimentação pelo emissor, influencia no tempo de subida da resposta ao degrau. R_9 deve ser ajustado de tal maneira a se obter o maior tempo de subida sem over-shoot. Este ajuste deverá ser efetuado com cada um dos quatro servos independentemente carregados, isto é, com cada um ligado mecanicamente às superfícies respectivas que irá comandar.

Teóricamente verificou-se que iríamos trabalhar com torques da ordem de 2Kg-cm. Procurou-se então um motor capaz de preencher satisfatoriamente tal condição, com um gasto de corrente compatível com as características dos transistores de potência e bateria disponíveis. O selecionado foi o de marca Masuchi (Japan) construído com ímã permanente de ferrite e com as seguintes características:

- Tensão nominal: 1,5V
- Torque Nominal: 28 - 35gcm
- Rotação : 6000 a 7000 rpm
- Consumo : 250 a 350 mA
- Peso : 22 g

Como vemos, trata-se de um motor extremamente leve que funciona com baixa tensão e fornece um torque razoável, embora o consumo de corrente seja um tanto elevado.



- R₁ - 47k
- R₂ - 2k
- R₃ - 1k
- R₄ - 27k
- R₅ - 27k
- R₆ - 1.5k
- R₇ - 300Ω
- R₈ - 1.0k
- R₉ - Pot 100Ω

- T₁ - 9C-139
- T₂ + T₃ - 9C77
- T₄ - 9C74
- T₅ - 9C140

Fig 1

Foi construída uma caixa de engrenagem cilíndrica com uma redução de 1:70.

O problema que aparece é o que se refere às baterias, que devem ser leves e de grande miliaampere-hora. As baterias de carvão convencionais não são consideradas confiáveis, em face da grande corrente que deverá fornecer. Devem ser usadas pastilhas de bateria NiCad encontradas no comércio americano ou europeu. Estas pastilhas são recarregáveis e de pequeno tamanho e peso.

