

TRANSMISSOR COM ACIONAMENTO REMOTO UTILIZANDO APENAS UM TRANSISTOR PARA UNIDADES BIOTELEMÉTRICAS IMPLANTÁVEIS OU INGERÍVEIS

S. F. Pichorim¹ e P. J. Abatti²

RESUMO -- Um transmissor com acionamento remoto (liga / desliga) baseado em um modulador por posição de pulsos de oscilações (faixa de rádio frequência) sub-amortecidas, construído utilizando-se apenas um transistor, para unidades biotelemétricas implantáveis ou ingeríveis é apresentado e discutido em detalhes. A análise teórica do circuito é apresentada e comparada com resultados práticos, mostrando, por exemplo, que o circuito é capaz de transmitir sinais de ECG. Montado em forma de cápsula ingerível, pode-se demonstrar também, que o circuito é capaz de monitorar a temperatura ao longo do trato digestivo de um cão, transmitindo a informação através de cerca de 50 cm de tecido biológico, com consumo de 0,12 μ W por pulso transmitido.

Palavras-chave: Biotelemetria, Rádio Cápsula, Medição de Temperatura, Transmissão de ECG.

INTRODUÇÃO

Um dispositivo biotelemétrico implantável ou ingerível é geralmente projetado de maneira a "ser sensível" a um parâmetro fisiológico específico, devendo ainda ser capaz de transmitir esta informação, pelo menos por alguns centímetros de tecido biológico, para um receptor externo. Características genéricas necessárias ao circuito eletrônico interno incluem longo tempo de operação e dimensões reduzidas (Jeutter, 1983; Meindl e Ford, 1984). Particularmente quando transmissores alimentados por baterias são utilizados, o tempo de operação pode ser maximizado utilizando-se técnicas de transmissão com baixo consumo, tal como modulação por código de pulsos, e/ou sistemas de acionamento remoto para ligar o transmissor apenas quando a monitoração for necessária (Leung *et alii*, 1986). Técnicas de fabricação de microestruturas em silício combinadas com a integração de circuitos podem ser utilizadas para se construir o circuito eletrônico e o sensor na mesma pastilha, reduzindo o tamanho e o preço final do dispositivo (Bryzek *et alii*, 1994). Deve-se ressaltar, entretanto, que entre as inúmeras possibilidades, circuitos transmissores que utilizem menor número de componentes devem ser preferidos, permitindo, comparativamente, menor área de integração e maior eficiência. Além disso, a seleção do circuito transmissor deve também ser orientada pelas características finais do sistema biotelemétrico do qual

¹ Bolsista DTI (CNPq).

² Professor Adjunto, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Av. Sete de Setembro, 3165 CEP: 80230-901, Curitiba, Paraná, Brasil.

ele faz parte. Por exemplo, a escolha de um circuito transmissor que permita um sistema biotelemétrico com saída linearizada, simplifica os processos de calibração do sistema.

O objetivo deste trabalho é apresentar um circuito transmissor com acionamento remoto baseado em um modulador por posição de pulso de oscilações na faixa de rádio frequência (RF) sub-amortecidas, construído utilizando-se apenas um transistor, para unidades biotelemétricas implantáveis ou ingeríveis. A análise teórica do circuito é descrita em detalhes e resultados experimentais, incluindo testes *in vivo*, são apresentados.

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO TRANSMISSOR

A Figura 1A mostra o circuito transmissor desenvolvido. Basicamente ele consiste de um oscilador de bloqueio modificado (Morris, 1976; Strauss, 1977), onde o capacitor C_1 foi colocado em paralelo com a bobina L_1 de maneira a gerar um pulso de oscilações (na faixa de RF) sub-amortecidas, passível de ser detectado externamente, a cada ciclo do oscilador de bloqueio. O período do oscilador de bloqueio ($\cong \Delta t_2$) depende diretamente de R e C_2 , portanto, o circuito desenvolvido pode trabalhar como um modulador por posição de pulsos quando um sensor resistivo ou capacitivo é utilizado. Finalmente, o circuito da base do transistor T_1 é alimentado indiretamente, utilizando-se L_3 , D_1 e C_3 , permitindo o acionamento remoto (liga/desliga) do transmissor.

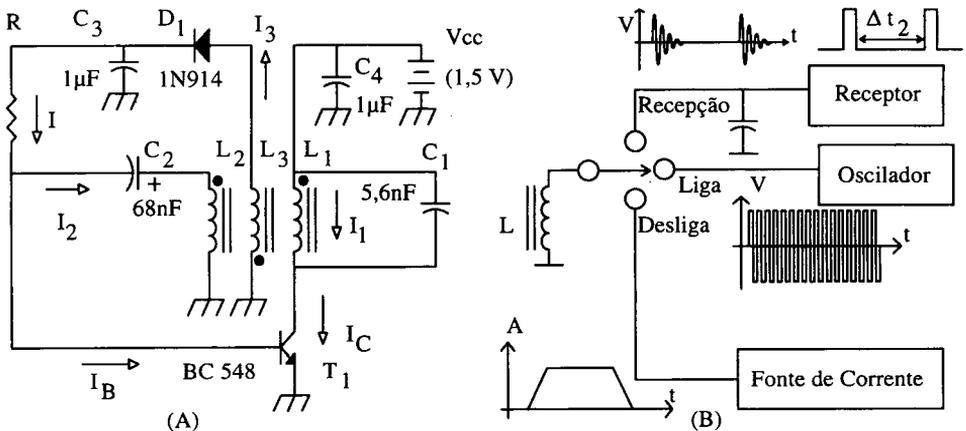


Figura 1. Esquema elétrico do circuito transmissor (A) e diagrama em blocos (B) do receptor e controlador remoto de liga / desliga.

Técnicas de análise do circuito (Abatti e Pichorim, 1994; Pichorim, 1995) permitem escrever:

$$V_{L_1} = L_1 \frac{dI_1}{dt} + r_1 \cdot I_1 \quad (1)$$

$$V_{BE} = V_{C_2} + M_{12} \frac{dI_1}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{d^2 V_{L_1}}{dt^2} + \frac{r_1}{L_1} \frac{dV_{L_1}}{dt} + \frac{V_{L_1}}{L_1 \cdot C_1} = \frac{\beta}{C_1} \frac{dI_B}{dt} + \frac{\beta \cdot r_1}{L_1 \cdot C_1} \cdot I_B \quad (3)$$

$$\frac{dV_{BE}}{dt} - \frac{V_{C_3} - V_{BE}}{R \cdot C_2} = -\frac{I_B}{C_2} - \beta \cdot M_{12} \frac{r_1}{L_1} \frac{dI_B}{dt} + \frac{M_{12}}{L_1} \frac{dV_{L_1}}{dt} + M_{12} \cdot C_1 \frac{r_1}{L_1} \frac{d^2 V_{L_1}}{dt^2} \quad (4)$$

$$V_{C_3} = M_{13} \frac{dI_1}{dt} - V_{D_1} - I_3 \cdot r_3 \quad (5)$$

onde V_{L1} , V_{L2} , V_{D1} , V_{C2} e V_{C3} são as tensões sobre L_1 , L_2 , D_1 , C_2 e C_3 ; r_1 e r_3 as resistências internas do indutor L_1 e L_3 ; M_{12} e M_{13} mútuas indutâncias entre $L_1 - L_2$ e $L_1 - L_3$, respectivamente; β é o ganho de corrente e V_{BE} a tensão base emissor do transistor T_1 .

Assumindo-se inicialmente que em $t = 0$, V_{BE} atinge o valor da barreira de potencial de T_1 , $V_{BE} = V_{BE0}$ ($\cong 0,6$ V para transistores de silício), com $V_{L1} = 0$, então $I_1 = 0$ e $V_{C2} = V_{BE0}$ [ver Equações (1) e (2), respectivamente]. Substituindo-se $V_{C2} = V_{BE0}$ na Equação (4), pode ser demonstrado (Pichorim, 1995) que I_B varia de aproximadamente zero ($t < 0$) para $I_B \cong (V_{C3} - V_{BE0}) / R$ ($t = 0$), levando consequentemente T_1 à condução. Porém, devido às características da carga L_1 C_1 , T_1 é levado em seguida à saturação ($I_C = I_{CSat} \cong I_1$), isto ocorrendo após um intervalo $\Delta t_1 \approx (L_1 I_{CSat}) / V_{CC}$ (obtido da Equação (1), com $V_{L1} \cong V_{CC}$ e desprezando-se as influências de r_1 e C_1). Observa-se que durante o período Δt_1 , I_1 varia reduzindo o valor da tensão sobre C_2 de acordo com a Equação (2) ($V_{C2} = V_{C20} \cong V_{BE0} - M_{12} V_{CC} / L_1$). Desta maneira, assim que I_1 se estabiliza ($I_1 \cong I_{CSat} = \text{Constante}$), a tensão induzida em L_2 torna-se nula e T_1 é levado ao corte pois neste instante ($t = \Delta t_1$) $V_{BE} = V_{C2} < V_{BE0}$. O transistor permanecerá cortado durante um período Δt_2 até que C_2 seja recarregado via R ($V_{C2} = V_{BE0}$). Durante o período Δt_2 , I_B é nulo, e V_{C2} pode ser obtido, desprezando-se termos de segunda ordem, à partir da Equação (4):

$$V_{C_2} = \left(\frac{M_{12}}{L_1} V_{L_1} + V_{C_3} - V_{C_{20}} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_2}} \right) + V_{C_{20}} \quad (6)$$

Assim, Δt_2 pode ser obtido manipulando-se a Equação (6) com $V_{C2} = V_{BE0}$:

$$\Delta t_2 = RC_2 \cdot \ln \frac{V_{C_3} + \frac{M_{12} \cdot V_{L_1}}{L_1} - V_{C_{20}}}{V_{C_3} - V_{BE0}} \quad (7)$$

Além disso, assim que T_1 é levado ao corte, a solução da Equação (3), com $I_B=0$, mostra que $L_1 C_1$ iniciam um pulso de oscilações sub-amortecidas:

$$V_{L_1} \cong -e^{-\frac{r_1(t-\Delta t_1)}{2L_1}} \cdot \frac{V_{CC}}{r_1} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \text{sen} \frac{(t-\Delta t_1)}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (8)$$

Os pulsos de oscilações sub-amortecidas (Equação (8)) são passíveis de serem captados individualmente por um receptor externo, caso a frequência das oscilações ($f = 1 / (2 \pi (L_1 C_1)^{1/2})$), a amplitude máxima ($(L_1 / C_1)^{1/2} \cdot V_{CC} / r_1$) e a duração (proporcional a $2 L_1 / r_1$) forem adequadamente especificadas através da seleção de L_1 , C_1 , r_1 e V_{CC} . Assim, o período entre os pulsos de oscilações sub-amortecidas, $\tau = \Delta t_2 + \Delta t_1 \cong \Delta t_2$ (pois $\Delta t_2 \gg \Delta t_1$), pode ser usado para transmitir a informação desejada, desde que um transdutor resistivo ou capacitivo seja empregado no lugar de R ou C_2 , respectivamente. Observa-se que caso o transdutor não possua uma curva de transferência linear, a saída pode ser linearizada em alguns casos transmitindo-se a informação em frequência ($f = 1 / \tau$). Por exemplo, se a informação desejada for a temperatura (T), empregando-se no lugar de R um termistor ($R_T \cong e^{-T}$) em série com um resistor (R_1), a frequência entre os pulsos transmitidos pode ser dada por (Cobbold, 1974):

$$f \cong \frac{1}{\Delta t_2} \cong \frac{1}{k \cdot (R_T + R_1) \cdot C_2} = a \cdot T + b \quad (9)$$

onde, k é uma constante do circuito e a e b são constantes empíricas a serem determinadas quando da calibração do sistema.

Entretanto, para que o circuito possa efetivamente operar desta forma, duas condições básicas devem ser satisfeitas. Primeiro, Δt_2 (Equação (7)) deve ser sempre positivo, isto é, $V_{C20} - M_{12} V_{L1} / L_1 > V_{BEO}$, caso contrário, no instante que Δt_2 torna-se negativo, T_1 é levado à condução iniciando um novo ciclo. Esta condição pode ser satisfeita selecionando-se adequadamente M_{12} , visto que L_1 , C_1 , r_1 e V_{CC} são especificados inicialmente em função da amplitude, duração e frequência das oscilações sub-amortecidas. Segundo, Δt_2 deve ser muito maior que a constante de tempo $2 L_1 / r_1$ (ver Equação (8)) de forma a evitar a superposição dos pulsos a serem transmitidos. Assim, de acordo com o transdutor utilizado, o valor mínimo do produto $R C_2$ deve ser especificado de forma que também esta condição seja satisfeita.

Deve-se observar ainda que a primeira oscilação de V_{L1} (I_1 máximo), com um valor adequado de M_{13} , é utilizada a cada ciclo do oscilador de bloqueio para se manter o circuito de base de T_1 alimentado ($V_{C3} > V_{BEO}$). Portanto, se a eficiência do acoplamento $L_1 - L_3$ for perturbada, e.g. saturando-se o núcleo de ferrite com um campo magnético constante, o circuito pode ser desligado. De maneira inversa, um sinal eletromagnético externo pode ser usado para carregar C_3 ($V_{C3} > V_{BEO}$) ligando o circuito. Entretanto, o sistema de alimentação indireto do circuito de base via $L_3 - D_1 - C_3$, adotado de forma a permitir o acionamento remoto do transmissor, reduz a exatidão da informação transmitida, pois introduz um *ripple* em V_{C3} com a conseqüente influência em Δt_2 (ver Equação (7)). Para se aumentar a exatidão do sinal transmitido, C_3 deve ter um valor tão alto quanto possível.

Finalmente, é necessário se ressaltar que o circuito proposto transmite um sinal que pode ser descrito como uma portadora (oscilação de RF) sobremodulada em amplitude por uma subportadora (envoltória do pulso subamortecido), que por sua vez tem sua posição relativa (Δt_2) modulada pela informação a ser transmitida. Lembrando-se que a modulação por posição de pulso é um caso particular de modulação em frequência, o sinal da subportadora pode ser escrito usando-se a seguinte expressão (Shanmugan, 1979):

$$x(t) = \sum_{M=1}^{\infty} A_{cM} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{N=1}^{\infty} J_n \left(\frac{kf - A_{mN}}{\omega_{mN}} \right) \cos(M\omega_{cM} + N\omega_{mN})t \quad (10)$$

onde, A_{cM} e ω_{cM} são a amplitude e frequência angular da M-ésima componente da subportadora; A_{mN} e ω_{mN} são a amplitude e a frequência angular da N-ésima componente do sinal transmitido, respectivamente; kf uma constante indicando o desvio em frequência em função da amplitude da componente da informação a ser transmitida e J_n são as funções de Bessel de primeira classe cujos valores são tabelados, neste caso de acordo com $kf A_{mN} / \omega_{mN}$ (Spiegel, 1973).

A Equação (10) mostra que o transmissor é capaz de transmitir uma informação desde que sua N-ésima componente significativa não cause sobreposição entre as raiais espectrais da subportadora.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Utilizando componentes de tecnologia SMD (*surface mount component*), especificados na Figura 1A, e bateria de óxido de prata miniatura (Eveready n. 379), o circuito transmissor foi construído no formato de uma drágea medicinal (Figura 2). As bobinas internas ($L_1 - L_2 - L_3$) foram construídas, usando fio 36 AWG com 40, 20 e 80 espiras, respectivamente, e dispostas linearmente sobre um núcleo de ferrite ($\mu_r = 400$), com L_1 no meio. As indutâncias medidas foram $L_1 = 24 \mu\text{H}$, $L_2 = 4,9 \mu\text{H}$ e $L_3 = 73 \mu\text{H}$, com dimensão final de 13 mm de comprimento e 4 mm de diâmetro. O teste foi realizado substituindo-se R por um transdutor resistivo de temperatura (NTC, $3 \text{ k}\Omega$ à temperatura ambiente) em série com um resistor (R_1) de $2,2 \text{ k}\Omega$, para linearização da resposta em frequência. O circuito foi então encapsulado usando-se um tubo de vidro preenchido com parafina, tendo as extremidades seladas com borracha de silicone (dimensão final de 27 mm de comprimento por 10 mm de diâmetro), visando-se a proteção química e mecânica do transmissor, já que o vidro e a borracha de silicone são biocompatíveis (Ko e Spear, 1983) e não sofrem a ação do ácido clorídrico (testado por mais de 48 horas em HCl com $\text{pH} \cong 1$). Os pulsos transmitidos e recebidos (com a cápsula transmissora no centro da bobina receptora de raio 20cm) são mostrados na Figura 3. A frequência de RF medida foi 434 kHz, a qual é muito próxima ao valor calculado (434,13 kHz). O tempo de condução de T_1 (Δt_1) medido foi $2,4 \mu\text{s}$ (o valor calculado para $I_{CSat} = 0,1 \text{ A}$ é $1,6 \mu\text{s}$), enquanto que o consumo de energia por pulso transmitido foi $0,12 \mu\text{W}$, possibilitando uma autonomia da bateria por mais de 60 horas de transmissão contínua [valor muito superior às 26,5 horas do tempo médio de transito no sistema gastrointestinal (Fallingborg *et alii*, 1989)].

Durante os testes observou-se que a distância entre o transmissor e a bobina de comando de acionamento remoto, para se conseguir efetivamente ligar/desligar o circuito, era uma função da amplitude dos sinais emitidos. Por exemplo, segurando-se o circuito com a mão fechada e

utilizando-se uma bobina (400 espiras, fio 26 AWG, núcleo de ferrite com 10mm de diâmetro e $\mu_r = 400$) colocada no dorso (≈ 3 cm de tecido), foi possível ligar o circuito com um sinal de 1,5 kHz e amplitude de 200 V aplicado por 2 segundos. O circuito pôde ser desligado aplicando-se um pulso de corrente de 2 A de amplitude com duração de cerca de 1 segundo. Ressalte-se que o pulso para desligar o circuito deve ter um formato trapezoidal (Figura 1B), pois os transitórios observados no final de pulsos retangulares podiam, de forma aleatória, religar o circuito.

Antes da utilização, o transmissor foi calibrado, utilizando-se uma cuba com água com temperatura controlada, comparando-se a frequência transmitida com a temperatura medida por um termômetro de mercúrio. Através deste método as constantes empíricas a e b da Equação (9) puderam ser determinadas, obtendo-se 210 Hz / °C e 487 Hz, respectivamente (Figura 4). Em teste *in vitro* final, comparando-se com o termômetro de referência, o sistema apresentou um erro de 1,4 % (exatidão média de 98,6 %). Após a calibração, o tempo de resposta do transmissor foi avaliado, obtendo-se um tempo menor que 80 segundos para um degrau de temperatura de 20 °C.

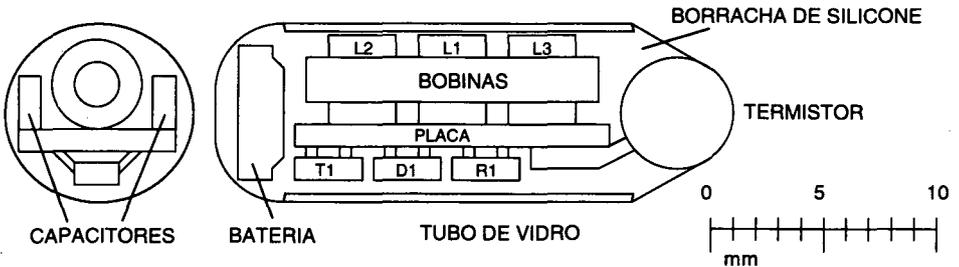


Figura 2. Cápsula transmissora.

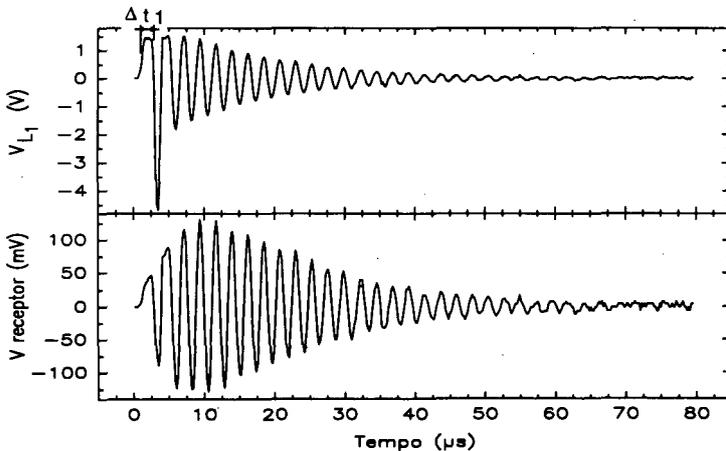


Figura 3. Pulsos subamortecidos de RF transmitido (V_{L1}) e recebido (V receptor).

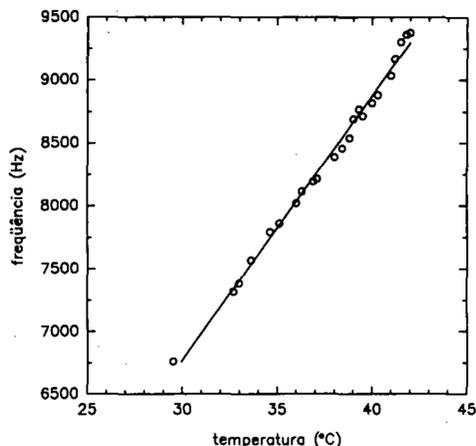


Figura 4. Frequência transmitida da cápsula em função da temperatura medida pelo termômetro. A reta é a regressão linear dos pontos medidos [$n = 23$, Frequência (Hz) = 210. Temperatura (°C) + 487].

A avaliação final foi feita com teste *in vivo*, onde a cápsula transmissora foi ingerida por um cão anestesiado (30 mg/kg de Cloridrato de Quetamina). A temperatura retal, medida por um termômetro de mercúrio, e a temperatura interna do sistema gastrointestinal estão apresentadas na Figura 5, mostrando uma correlação aceitável. Observa-se que o anestésico provocou no animal hipertermia como efeito colateral. Durante o experimento *in vivo* a transmissão chegou a distâncias de até 50 cm. Após cerca de 24 horas a cápsula foi recuperada sem nenhum comprometimento de suas características físicas ou elétricas.

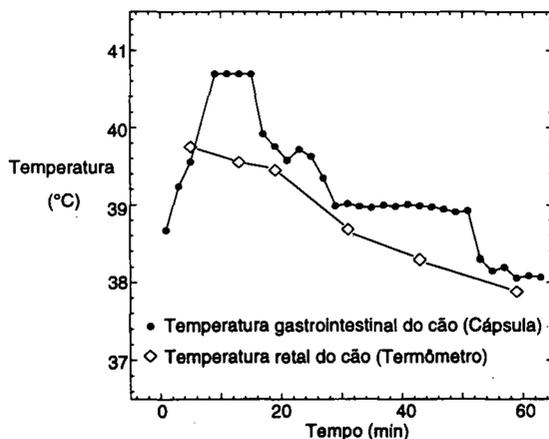


Figura 5. Perfil da temperatura gastrointestinal do cão.

A avaliação da resposta dinâmica do transmissor foi feita através da transmissão e detecção de um sinal simulado de ECG (Figuras 6B e 6C). Neste experimento a resistência R do transmissor foi substituída por um transistor de efeito de campo (FET) como *driver* do sinal de ECG simulado (Figura 6A). Conforme a Equação (10), a capacidade de transmissão está vinculada à não sobreposição das raíes adjacentes do sinal modulado. Em outras palavras, neste caso, as N -ésimas componentes significativas do sinal de ECG devem ter frequência e amplitude que não provoquem sobreposição das raíes adjacentes da subportadora (envoltória do pulso subamortecido). Desta maneira, para que o sinal de ECG transmitido não sofra distorções deve-se selecionar adequadamente sua amplitude e a frequência fundamental da subportadora. Polarizando-se o FET através do uso do resistor R_2 ($12\text{ k}\Omega$) e aplicando-se uma tensão de *off-set* no seu *gate* (-2 V), a frequência fundamental da subportadora (ω_c) pode ser ajustada em 6 kHz . A amplitude do sinal de ECG simulado (Lionheart, Bio-tek multiparameter simulator) é de 800 mV , portanto usando-se R_1 ($100\text{ k}\Omega$) em paralelo com os terminais dreno-fonte do FET pode-se ajustar o desvio de frequência (k_f) do circuito para 5 kHz/V , permitindo a transmissão do sinal sem distorções apreciáveis

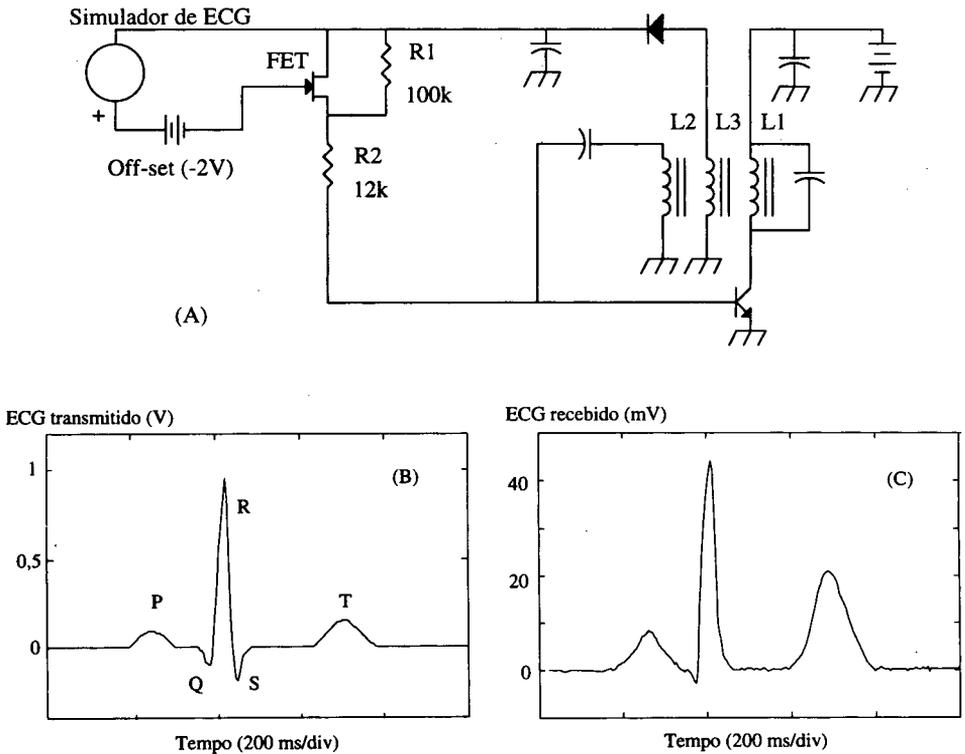


Figura 6. Circuito transmissor modificado para teste de resposta dinâmica (A). Sinais transmitidos (B) e recebidos (C) de ECG.

CONCLUSÃO

Um sistema biotelemétrico de baixo consumo com transmissor por modulação de posição de pulsos, construído utilizando-se um único transistor, foi apresentado e suas características discutidas. Devido ao tamanho reduzido, baixo consumo, resposta dinâmica, acionamento remoto (liga/desliga) e versatilidade, os autores acreditam que este sistema possa encontrar aplicações úteis em biotelemetria.

REFERÊNCIAS

- ABATTI, P. J. and PICHORIM, S. F. (1994). "Single transistor underdamped RF pulse position modulator with remote switching for implantable units", *IEE. Electronics Letters*, v. 30, n. 19, p. 1564-1565.
- BRYZEK, J., PETERSON, K. and McCULLEY, W. (1994). "Micromachines on the march", *IEEE Spectrum*, v. 31, p. 20-31, May.
- COBBOLD, R. S. C. (1974). *Transducers for Biomedical Measurements*, John Wiley & Sons, New York.
- FALLINGBORG, J., CHRISTENSEN, L. A., INGEMAN-NIELSEN, M., JACOBSEN, B. A., ABILDGAARD, K. and RASMUSSEN, H. H. (1989). "pH-profile and regional transit times of the normal gut measured by a radiotelemetry device", *Aliment. Pharm. Therap.*, v. 3, p. 605-613.
- JEUTTER, D. C. (1983). "Overview of biomedical telemetry techniques", *IEEE Eng. Med. Biol.*, v. 2, n. 1, p. 17-24.
- KO, W. H. and SPEAR, T. M. (1983). "Packaging materials and techniques for implantable instruments", *IEEE Eng. in Med. and Biology Magazine*, v. 2, n. 1, p. 24-38.
- LEUNG, A. M., KO, W. H., SPEAR, T. M. and BETTICE, J. A. (1986). "Intracranial pressure telemetry system using semicustom integrated circuits", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, v. 33, n. 4, p. 386-395.
- MEINDL, J. D. and Ford, A. J. (1984). "Implantable telemetry in biomedical research", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, v. 31, n. 12, p. 817-823.
- MORRIS, N. M. (1976). *Fundamentos de eletrônica industrial*, Marcombo, Barcelona.
- PICHORIM, S. F. (1995). *Sistema biotelemétrico não-invasivo para medição da temperatura central do corpo utilizando cápsula sensora ingerível*, Tese de Mestrado, CEFET-PR, Curitiba.
- SHANMUGAN, K. S. (1979). *Digital and analog communication systems*, John Wiley & Sons Inc., New York.

SPIEGEL, M. R. (1973). *Manual de fórmulas e tabelas matemáticas*, Coleção Schaum, McGraw-Hill do Brasil.

STRAUSS, L. (1977). "Wave-generating circuits" in GIACOLETTO, L. J., *Electronic designers' handbook*, McGraw-Hill, New York.

**SINGLE TRANSISTOR TRANSMITTER WITH REMOTE SWITCHING FOR
IMPLANTABLE OR INGESTABLE BIOTELEMETRY UNITS**

S. F. Pichorim¹ and P. J. Abatti²

ABSTRACT -- A single transistor, underdamped oscillation (radio-frequency) pulse position modulator circuit, with remote switching, for implantable or ingestable biotelemetry units is presented and discussed. Circuit theoretical analysis is presented and compared with practical results, showing, for instance, that the circuit is able to transmit ECG signals. Assembled as an ingestable capsule, it could also be shown, that the circuit is able to monitor dog's internal temperature over 50 cm of biological tissue with a power consumption of 0.12 μ W per transmitted pulse.

Key-words: Biotelemetry, Radio Pill, Temperature Measurement, ECG Transmission.

¹ Researcher (Bolsa DTI (CNPq)).

² Associate Professor, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Av. Sete de Setembro, 3165 CEP: 80230-901, Curitiba, Paraná, Brazil.