



[12] 发明专利申请公开说明书

[11] CN 86 1 03021 A

CN 86 1 03021 A

[43]公开日 1986年11月12日

[21]申请号 86 1 03021

[22]申请日 86.3.31

[30]优先权

[32]85.4.2 [33]美国 [31]719, 232

[71]申请人 莱兰斯坦福初级大学评议会

地址 美国加利福尼亚州斯坦福

[72]发明人 道格拉斯·塞西尔·加尔布雷思

[74]专利代理机构 中国专利代理有限公司

代理人 杨 凯 黄向阳

[54]发明名称 透过皮肤传输电能和数据的宽带感应耦合器

[57]摘要

本发明利用一对线圈,其中一个在皮下而另一个在体外,各线圈分别与一个电容器相联。选择电容器和线圈电感的值使之构成参差调谐耦合器,即选择各元件的数值使一个滤波器的极点高于耦合器的工作频率而另一个滤波器的极点低于该工作频率。这两个极点将随耦合率的改变而移动,从而使耦合器对耦合率不敏感以至于线圈任何形式的偏移对输出的影响都很小。最好是采用调制后的方波信号来激励该耦合器。

权 利 要 求 书

1. 一个用以透过施用者皮肤传输电能和(或)信息数据的感应耦合器,其特征在于该耦合器包括一个外部的第一线圈和一个医学上可植入体内的第二线圈,这两个线圈可相互移动,上述线圈的互感耦合率随线圈间的相互位置而变化,该感应耦合器还包括一个参差调谐上述第一和第二线圈以获得某种恒定增益的装置,上述增益在某个选定的频率或所关心的频带上相对来说不随上述线圈间的相互耦合率而变化,上述参差调谐装置包括R C网络,R C网络与上述各线圈相联以使上述线圈间的耦合率最大并且降低该耦合器的输出阻抗。

2. 如权利要求1所述的感应耦合器,其特征在于该耦合器还包括一个D类放大器装置,该放大器装置与上述第一线圈相联以激励该外部设置的第一线圈。

3. 如权利要求1所述的感应耦合器,特征在于该耦合器还包括一个联接在上述植入体内的第二线圈两端的电压调节器。

4. 如权利要求1所述的感应耦合器,其特征在于上述两线圈都是椭圆形并且尺寸相同。

5. 如权利要求4所述的感应耦合器,其特征在于上述各线圈包含一个固定在该线圈中心的磁铁,该磁铁是反向极性的从而保证上述线圈相互之间能够对准。

6. 如权利要求1所述的感应耦合器,其特征在于上述第一和第二线圈有铁氧体衬背从而使上述线圈之间的耦合率为最大。

7. 如权利要求1所述的感应耦合器,其特征在于该耦合器包括一个与上述第一线圈相并联的R C并联网络和一个与上述第二线圈相

并联的 R C 并联网络以确定一种电流输入：电压输出的关系。

8. 如权利要求 1 所述的感应耦合器，其特征在于该耦合器包括一个与上述第一线圈相串联的 R C 串联网络和一个与上述第二线圈相串联的 R C 串联网络以确定一种电压输入：电流输出的关系。

9. 如权利要求 1 所述的感应耦合器，其特征在于该耦合器包括一个与上述第一线圈相并联的 R C 并联网络和一个与上述第二线圈相串联的 R C 串联网络以确定一种电流输入：电流输出的关系。

10. 如权利要求 1 或 7 所述的感应耦合器，其特征在于该耦合器包括一个联接在上述植入体内的第二线圈两端的电压调节器。

11. 如权利要求 1 或 7、或 8，或 9，或 10 所述的感应耦合器，其特征在于该耦合器包括一个激励上述第一线圈的调频发送器装置以向上述第二线圈传输电能和信息数据。

透过皮肤传输电能和数据的
宽带感应耦合器

本发明一般涉及电子医疗仪器的领域，特别地，本发明提出了一种不需破坏施用对象的皮肤而透过其皮肤传输电能和信息数据的方法及其装置。

随着在人的皮下植入电子装置这种技术应用的不断增长，人们越来越迫切地希望能够不穿破皮肤向植入体内的装置传输电能和数据。一种先前采用的典型传输途径是利用穿过皮肤的插头，该插头能输送电能，但必须刺破皮肤才能使插头联及刺激器。而皮肤上的创口却给病菌的入侵提供了潜在的通道，因此危及人和植入物的安全。另一种采用的方法是植入电池，遗憾的是，许多使用情况所要求的安培小时数远大于一个电池所能够提供的，除非经常更换所植入的电池。

运用感应耦合器就没有上面的这些局限性，这是因为它能从体外的电源获取电能而保持皮肤不受损伤。对于医疗用途，一个感应耦合器通常包含两个扁平线圈，其中一个植入体内而另一个在体外。两个线圈组成一个能够传送能量的互感器。感应耦合器现已用来向植入体内的刺激器传送电能和信息数据。有关这方面的实例可参阅：M. Soma 的博士论文“可植入体内的多路神经刺激器之设计和创造”“(Design and Fabrication of an Implantable Multi-Channel Neural Stimulator)”博士论文，1980年6月；T. Gheewala 的博士论文“一种利用集成电路

技术制成的可植入体内的 CMOS 听觉假体” (“ ACMOS Implantable Auditory Prosthesis Using Integrated Circuit Technology ”), 斯坦福大学, 1976年3月; 以及 E. S. Hochmair 的题为: “ 为改善透过皮肤传输信号和电能之准确性的系统最佳化技术 ” 的论文 (“ System Optimization for Improved Accuracy in Transcutaneous Signal and Power Transmission ”), IEEE (电气与电子工程师协会) 生物医学技术会刊, 第 BME-31 号, 第 2 期, 177~186 页, 1984 年 2 月。

然而, 上述先有技术成果中所研究的感应耦合器存在着它们固有的难点, 过去的这些耦合器在提供传输效率、带宽以及对偏差的不敏感度等方面都存在问题。

本发明的目的之一就是提出一种改进的新型感应耦合器。

本发明的另一个目的就是提出这样一种耦合器, 当线圈之间因相对位移而产生耦合偏差时, 此偏差对该耦合器的增益影响不大。

本发明还有一个目的在于提出一种耦合器, 这种耦合器具有比较宽的频带宽度。

传输效率是设计这种耦合系统时需要着手解决的主要问题之一。效率之所以成为主要问题, 是因为发送器电源的轻便程度限制着被植入者的活动自由。如果透皮肤耦合器的效率不高, 那么一个功率需求不大的植入物就可能使发送器要耗费很多电能才能满足其要求。如果系统需求过多的电能, 那么被植入者就必须带着一个很大的电池包。例如, 上文提到的博士论文中所讨论的那种耦合系统, 就需要一个大小与砖块相仿的电池包, 该电池包还必须每八小时充一次电。

因此，本发明的目的之一就是提供一种体积足够小而效率足够高的耦合系统，以供人方便地携带，并且用上它后能进行日常的活动。

过去的感应耦合器之所以效率低，是因为用以补偿耦合线圈不同轴的装置效率不高。如图1所示，线圈之间能相互移动。当它们移动时，其增益（电压增益、电流增益、跨导增益或跨阻增益，取决于输入和输出电路）就变化，这是由于它们的耦合率决定于它们的相对位置。许多应用场合要求稳定的内部电源，因此，必须稳定接收线圈的输出。

如果增益的变化太大，那么大部分接收到的电能不是用于刺激器，而是耗费在与接收线圈相联的电压稳定器上。

解决这个问题的最常用的方法是几何法，它以牺牲耦合量来换取耦合偏差的减小。这种方法采用一个比内植线圈大的外部线圈。只要小线圈在大线圈的圆周范围之内，两个线圈所共有的磁力线便基本上相同，并且耦合量也将保持完全不变。线圈的横向移动甚至倾斜一些仅仅对它们的增益产生较小的影响。这种方法为上文提及的参考资料之一或更多的场合所采用。

遗憾的是，几何法除了效率低之外，它对线圈的间距也很敏感。对于小间距（近场），耦合量随间距的增加按比例下降。如果线圈间距增加一倍，则增益下降一半。因此，这种方法只是部分地降低了耦合增益对线圈位置的敏感程度。

其次，为了能够部分地控制增益，几何法牺牲了耦合量，它增大了初级线圈中的损耗。由于这两个线圈所共有的磁力线比两个尺寸相同的线圈所共有的要少，因此，它们的典型耦合率低于两个尺寸相同

的线圈的耦合率。实际上，它们的耦合率还要低得多。这是因为它们的共有面积随横向偏差限度的平方值减小，即，共有面积 = π (大线圈的半径一同轴容限)²。要使接收线圈提供相同的输出，较低的耦合率就要求初级线圈中有较大的电流，而发送线圈的损耗为 $I^2 R$ ，因此较大的电流就要耗费更多的电能。

先前的耦合器还存在另一个问题，即带宽不够。这些耦合器通常是单调谐（仅发送线圈调谐）或双调谐（两个线圈都调谐）于载频，从而它们可由一个半无源射频发送器（例如，C类放大器）推动以获得较高的效率。为了能够有效地工作，半无源发送器需要有一个高Q值的调谐电路。遗憾的是 Q值越高则带宽越窄。先前的斯坦福（Stadford）刺激器采用一种分离式超声波数据耦合器以获得宽带的通道，但那种耦合器的不同轴偏差容限比感应耦合器的要小得多。并且，由于声阻抗失配，它在使用时不可靠。显然，要得到一个高效率宽频带的电能及数据耦合器，就必须解决几个棘手的问题。

大体说来，本发明所论述的这种新方法利用了一对线圈，一个在皮下而另一个在皮外，每个线圈联接一个电容器。电容器的容量和线圈的电感量经选择后构成参差调谐耦合器。即，选择各元件的取使以使得一个滤波器的极点高于工作频率而另一个滤波器的极点低于耦合器的工作频率。极点的位置随耦合率的变化而移动，以减小耦合率对耦合器工作性能的影响，从而使得当线圈相互之间以任何形式偏心时对输出的影响都很小。

本发明包括有好几种方法，这些方法与参差调谐或任何先有技术的方法之应用都有显著的差别。要解决的问题在于，当线圈移动时，

耦合率以及输入与输出的比值都要变化。本发明应用参差调谐，不是象通常的参差调谐滤波器那样为了扩展带宽，而是为了使耦合器的性能不受耦合率的影响。

其次，在本发明中，通过注重和依靠两个元件的相互作用的方法来稳定增益。而在通常情况下，增益的稳定是通过把元件间的相互影响隔离的方法实现的。

本发明与先有技术之方法的进一步区别，就是运用有源（全主动）激励器或D类放大器的方波信号激励耦合器。上述方波信号经调制后能够向植入皮下的接收线圈传输数据信息。

本发明的其它优点将在下文的详细论述中明显地显示出来。以下的详细论述将参照附图进行。在附图中，

图2 A至2 D显示了参差调谐耦合器的四种构成方式；

图3说明了一个可均衡耦合率的电压耦合装置的实际性能结果，该耦合装置采用的是图2 A所示的电路结构；

图4说明了在给定20 MHz的工作频率时增益与耦合率以及负载阻抗之间的相互关系；

图5是用以激励本发明的耦合器的一个D类发送器的详细原理图。

图2 A所示的“电压激励：电压输出”耦合器将说明本发明的增益控制的方法。一个不调谐或单调谐的双线圈系统的电压增益随耦合率的变化而线性地变化（假设负载电阻比线圈电阻要大得多），因此，如果耦合率增加到原来的三倍，电压增益也随之增加到原来的三倍。这种不精确的增益控制一般是不能接受的，其原因就是它常常把大部分接收的能量消耗于电压的稳定过程了。

图 2 A 表示感应耦合器的发送和接收元件 (L_t 和 L_r)、调谐元件 ($\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 和 $\omega_t = 1/\sqrt{L_t C_t}$)、发送器损耗及接收器负载元件 (R_t 和 R_r)、以及发送器激励源和接收器的电压。该电路通过使两个线圈调谐在两个不同的频率来减小增益随耦合率的变化,这两个频率的其中一个高于工作频率而另一个低于工作频率。如果两线圈的谐振都置定在最佳状态,那么它们的实际极点将随两线圈相互耦合的变化而移动,其结果是均衡了增益。

“电压激励:电压输出”耦合器将有助于说明新的增益控制方法。图 3 是一个耦合器的电压增益与频率以及耦合率的关系曲线。该耦合器工作频率为 20MHz。曲线上的数字代表耦合率的量值,2 表示 $k = 0.2$, 3 表示 $k = 0.3$, 依此类推。该耦合器是参差调谐的,即元件数值按图中选定以使得一个极点高于工作频率 (20MHz) 而另一个极点低于工作频率。极点的位置随耦合率的变化而移动。如果极点置定得适当,它们的位置移动可补偿耦合率的变化。如图 3 中所示,随着耦合率的增长,极点向离开工作频率的方向移动。耦合率的增大通常会提高 20MHz 处的增益,但是较高的耦合率使极点远离 20MHz 的工作频率,从而降低了工作频率处的增益。对该实例,其总的结果是,尽管耦合率改变了 250%,但增益的变化却小于 $\pm 10\%$ 。

由于这种方法基于感应耦合,而不是几何结构,因此,它不仅能象先有技术的几何法那样校正横向偏移和倾斜的影响,而且能够解决线圈间距变动的问题这是几何法所办不到的。

还要注意,在工作频率 (20MHz) 附近的增益变化平稳,从而在一个较宽的频带内有稳定的增益。以前,参差调谐的用途在于不额外增加调谐电路的负载而扩展系统的频带。作为图 3 所示的实例,

这种新的增益控制方法继承了频带宽这一具有吸引力的特点。对于许多应用情况，增加带宽可以简化电路的设计。借助于在利用载波传送能量的同时对该载波进行频率调制 (FM) 以传送数据信息的方法，可以使能量耦合器和数据耦合器合并成一个耦合器。这正如 Galbraith 等的专利申请 (代理人备案目录第 A-41833 号) 中所论述的，该申请题为“一种八通道的可植入体内的神经刺激器” (“An Eight Channel Implantable Neural Stimulator”) 特在此提及以供参考。

该实例明确地说明了一种不受耦合率影响的线圈耦合器增益。基于这种性能，我们可以利用稳定的增益来减小植入的刺激器中的内部电压稳定器上的功率损耗。通过采用尺寸相同的线圈来取代几何法中的尺寸不一致的线圈，能提高平均耦合率，从而减小发送线圈中功率为 I^2R 的损耗。

该耦合率可均衡的耦合器不仅提高了效率，而且也具有较宽的频带，这在先前的方法中是为了保证效率所不得不牺牲的。

为了能利用由参差调谐耦合器的稳定增益所带来的高效率，耦合器需要这样一个发送器，它在承受变化的负载阻抗时能够保持激励电压或电流的稳定。对于半无源的激励器，如 C 类或 E 类激励器，如果其负载阻抗不是谐振于工作频率，那么它们的效率就会下降，这与参差调谐有着根本上的冲突，因此，是不实用的。而在另一方面，D 类发送器却能有效地激励这些变化的负载并提供恒定的激励源，从而保证耦合器输出电压或电流的稳定。

在另一方面，D 类发送器能够有效地激励这些变动的负载，这是因为它能提供与负载无关的恒定的激励源。它只是简单地切换两个功

率输出端点之间的耦合器输入。由于耦合率变化，电抗性负载和负载变化不影响它的输出电平。

此外，该激励器的最高效率在理论上可达100%，这意味着它的效率在理论上可达到最佳状态，在任何设计中这都是一个优点。该激励器的损耗与联接电源电压的开关电压降成比例。要使这个电压降很小是相当容易的，并且在实际上，随着输出功率电平的上升，该激励器装置的效率将升高。事实上，当发送器的效率最需要提高的时候，即输出最大功率的时候，效率恰恰得到了提高。因此，该D类激励器符合用于激励参差调谐耦合器的要求，它能以稳定的激励源有效地激励变化的负载。

D类激励器的另一优点在于它的方波输出。方波的付里叶级数具有一个正弦基波，其幅度是方波幅度的 $4/\pi$ 倍。参差调谐电路允许基波通过而衰减谐波，这意味着D类激励器提供使增益上升27%的附加优点。其它的设计考虑就可以用这些额外的增益去换取进一步的好处。例如，图4显示了上述20MHz耦合器在理论上和由实际所得的增益与耦合率的关系曲线。这里有一个0.745的校正系数，它意味着理论增益要乘上0.745才等于实际结果。理论曲线与实际曲线之间的差异是由于线圈工作于它们的自谐振频率附近所造成的。发送器线圈的寄生电容与调谐电容共同作用而在发送器和电感线圈之间形成了一个分压器。它降低了传输到调谐电路的电压值。在该实例中，额外的方波增益（27%）用于补偿自谐振所损失的增益。上述采用该线圈的一种典型的D类激励器如图5所示。

到此，我们已经论述并举例说明了增益控制的基本概念和它的激励要求，现在就可以着手进行包括某些设计上的权衡在内的设计过程

的讨论。

下面的步骤用于建立一个参差调谐的“电压激励：电压输出”能量及数据耦合器。该步骤的目标是：

1)、在频带范围内，尽可能地减小由于负载和耦合率的变化所造成的输出电压的变化；

2)、保持适当高的输入阻抗以使得发送器避免输出过大的激励电流；

3)、使输入阻抗呈感性以保证 D 类电压激励器开关迅速；

4)、使电压增益高于最低要求。

该步骤首先明确设计方案是否合理。如果是合理的，则采用迭代法去达到设计目标。

步骤的开始是确定耦合器的类型、耦合范围、负载范围以及工作频率。这些选择可能会受到尺寸限度、美国联邦通讯委员会规则或功率要求等方面的限制。下面的公式是一个近似关系式，它适用于所有的耦合器组成方式。它以耦合率的最小值和最大值 (K_{min} 和 K_{max}) 之比来表示最小增益与最大增益的比值 (G)。请注意 $0 \leq K_{min} \leq K_{max}$ 并且 $0 \leq G \leq 1$ 。

$$G = \frac{|gain_{min}|}{|gain_{max}|} = \frac{2\sqrt{K_{max}/K_{min}}}{1 + K_{max}/K_{min}}$$

耦合范围 (K_{min} 和 K_{max}) 通常由实验确定。若增益波动太大 (G 大小)，则需要减小耦合范围 (最好是提高最小耦合率，这样做的好处是可以通过减小发送电流来降低发送线圈的损耗，并且可以通过降低耦合器的输出阻抗来提高增益对负载的不敏感度)。一种可

行的解决方法是采用较大直径的线圈，只要同轴容限保持恒定，增大线圈的直径就可以减小耦合范围。另一种解决方法是给任一个线圈或两个线圈加铁氧体衬背。该铁氧体将强迫磁场围绕线圈并增强它们的相互耦合。

由于增益始终在一定程度上依赖于耦合率，因而有必要确定产生增益最小值和最大值的耦合率。经设计，最小增益出现在耦合率最小和最大的时候 (K_{\min} 和 K_{\max})。最大增益出现在最佳耦合率处，

最佳耦合率由公式 $K_{\text{opt}} = \sqrt{K_{\min} K_{\max}}$ 给出。

从此开始，设计步骤将是进行迭代。接下去是选择两个线圈各自的最小电感。接收线圈必须具有适当的 Q 值（例如，大于 10）以组成负载接收器的振荡回路。如果 Q 值太低，那么输出电压将对负载的变化很敏感。此外，为了保持适当的总效率，发送线圈的电感应能提供足够大的输入阻抗，以使得发送器不必向耦合器输出过大的电流（一般情况下，提高发送线圈的电感能提高耦合器的输入阻抗）。

下一步是确定最小增益并减小增益在频带内的波动。选择接收器谐振频率与工作频率的比值 (ω_r/ω)（不要忘记，如果用 D 类发送器激励该耦合器，则 (ω_r/ω) 的选择应使输入阻抗呈感性，以保证发送器进行有效的开关转换）。用这个比例和电阻值、耦合范围以及线圈电感去确定发送器谐振频率与工作频率的比值 (ω_t/ω)。对各种不同形式的耦合器，确定 ω_t/ω 的公式有所不同，下面将列出这些公式。

接下去，作出增益与频率的六条关系曲线，这六条曲线分别对应于最小和最大负载 (R_{\min} , R_{\max}) 以及最小、最优和最大耦合率

(K_{\min} , K_{opt} , K_{\max}) 的六种组合情况。所要求的增益可通过改变转换比(线圈的电感)和调整 ω_r/ω 来达到。例如,若增益太小,则应该改变转换比或使 ω_r/ω 接近 1。如果频带内的增益随负载的波动太大,那么就应该增大接收线圈的 Q 值。如果曲线的分布不平衡(频带内某一边的波动比另一边要大),则需要稍稍调整 ω_r/ω 直到增益在工作频率附近基本一致。

耦合器增益有四种形式:电压增益、电流增益、跨导增益和跨阻增益。适用于所有的四种形式的耦合器增益公式为:

$$F(K) = \frac{AK}{(BK^2 + C) + j(DK^2 + E)}$$

式中 K 是耦合率 ($0 \leq K \leq 1$), A 、 B 、 C 、 D 和 E 随耦合器组态的不同而不同。

$$f(K) = |F(K)| = \frac{AK}{\sqrt{XK^4 + YK^2 + Z}} = \frac{(A/\sqrt{Z})K}{\sqrt{\left(\frac{X}{Z}\right)K^4 + \left(\frac{Y}{Z}\right)K^2 + 1}}$$

式中:

$$X = B^2 + D^2$$

$$Y = 2BC + 2DE$$

$$Z = C^2 + E^2$$

概括通用部分:最小增益出现在 K_{\min} 和 K_{\max} 处,而最大增益出现在 K_{opt} 处,

$$K_{\text{opt}} = \sqrt{K_{\min} K_{\max}}$$

最大增益由下式得到：

$$f(K_{opt}) \cong \frac{A}{2} \frac{\sqrt{K_{min} K_{max}}}{Z}$$

最小增益与最大增益之比为：

$$G \cong \frac{2 \sqrt{\frac{K_{max}}{K_{min}}}}{1 + \frac{K_{max}}{K_{min}}}$$

因此，增益的波动量 (G) 以及出现最小和最大增益 ($f_{min} = f(K_{min}) = f(K_{max})$)，以及 $f_{max} = f(K_{opt})$) 时的耦合率只需确定耦合范围便可得知。

图 2 A 是一个参差调谐耦合器的电路图，该耦合器由电压源激励并且以电压源的形式输出。这种电路组态是最佳实施例所采用的形式。对于该电路，一般各参数为：

$$A = -\frac{\omega^2}{\omega_t^2} \sqrt{\frac{L_r}{L_r}}$$

$$B = \frac{\omega^4}{\omega_t^2 \omega_r^2}$$

$$C = \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_t^2} \right) - \frac{\omega^2}{\omega_t^2 Q_t Q_r}$$

$$D = \frac{\omega^2}{\omega_t^2 Q_r}$$

$$E = \frac{1}{Q_r} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_t^2} \right) + \frac{1}{Q_t} \frac{\omega^2}{\omega_t^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right)$$

$$\omega_t^2 = \frac{1}{L_t C_t}$$

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L_r C_r}$$

$$Q_t = \frac{\omega L_t}{R_t}$$

$$Q_r = \frac{R_r}{\omega L_r}$$

注意 $K_{opt}^4 = Z/X = (C^2 + E^2)/(B^2 + D^2)$ 。因此代入并化简后可得：

$$K_{opt}^4 = \frac{\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_t^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q_t} \frac{\omega^2}{\omega_t^2}\right)^2 \right] \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2}\right)^2 + \frac{1}{Q_r^2} \right]}{\left[\frac{\omega^2}{\omega_t^2}\right]^2 \left[\left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2}\right)^2 + \frac{1}{Q_r^2} \right]}$$

解之可得工作频率与发送器谐振频率的比值 ω^2/ω_t^2 ，经化简后得：

$$\frac{\omega^2}{\omega_t^2} = \frac{1 \pm \sqrt{H - 1/Q_t^2}}{1 - H + 1/Q_t^2}$$

式中：

$$H = \frac{K_{opt}^4 \left[\left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2}\right)^2 + \frac{1}{Q_r^2} \right]}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right] + \frac{1}{Q_r^2}}$$

注意一个限制：

$$Q_t \rightarrow \sqrt{\frac{1}{H}}$$

因此，给定了最小和最大耦合率、线圈 Q 值、工作频率、以及接收器的谐振频率，就可由公式求得发送器的谐振频率，它使增益对耦合变化的敏感度减小到最小限度。图 2 所示的另外三种可能的参差调谐耦合器采用的是相同的方法。

下面将更加详细地说明示例的实施例。

* 耦合器类型：“电压激励：电压输出”

* 耦合率范围: $0.2 \leq K \leq 0.5$

* 负载范围: $1 \text{ K} \Omega \leq R \leq 3 \text{ K} \Omega$

* 工作频率: 20 MHz

* 频率范围: $19 \text{ MHz} \leq f \leq 21 \text{ MHz}$

* 发送器类型: D类电压源

* 在带宽范围内, 包括负载变化在内的增益波动的允许范围: 比最大值低 0.5 倍

* 最小增益: $\cong 2.0$

最小电压增益与最大电压增益的比值大约为 0.9, 完全处在目标为 0.5 的限度之内。接下去就选择两个相同的线圈。为提高耦合率, 线圈带有铁氧体衬背。在频率为 20MHz 时的电阻为 5.8 欧, 两个线圈均为 1.96 微亨。这些数值使发送器谐振回路的 Q 值大约为 40。包含 1 千欧负载的接收器谐振回路 Q 值大约为 4。

然后, 选定 ω_r/ω 的值大于 1, 以使得耦合器的输出阻抗对 D 类发送器呈感性。取 $\omega_r/\omega = 1.1$ 。

图 3 B 所示的增益与频率的关系曲线反映了耦合率和负载的六种组合情况, 采用的是文中所附的用于“电压激励: 电压输出”耦合器的计算公式。

图 3 C 是工作频率 (20MHz) 附近增益曲线的部分放大图。最大的增益偏差出现在频率范围的高端 (21MHz), 最小增益与最大增益的比值为 0.7, 优于定值为 0.5 的设计目标。最小增益大约为 1.9, 仅仅比定值为 2 的设计目标低 5%, 完全处在大多数元件的容许偏差范围之内, 基本上是合格的。

不要忘记接收器 Q 值相当低, 仅仅为 4。输出电压对负载的依赖

是由于耦合器输出阻抗与负载阻抗之间分压作用的结果。如果耦合器阻抗与负载阻抗相比起来已不容忽视的话，那么输出电压将依赖于负载。图 3 C 中标号为 1 和 4 的曲线说明了这一点。这两条曲线反映了当耦合率为最小值时对应于最小和最大负载的增益。当线圈的耦合率为其最小限度时，该耦合器具有其最大的输出阻抗。在整个设计频带上（ $19\text{MHz} \sim 21\text{MHz}$ ），最大的增益出现在 21MHz 处并且以曲线 1 和曲线 4 为界限。在此，耦合器的输出阻抗（大约等于 $800\ \Omega$ ）与负载相比已不容忽视，因而输出电压在某种程度上受负载情况的影响。减小输出阻抗的途径有两个：第一个途径是提高耦合率（采用铁氧体衬背和较大直径的线圈）；第二个途径是保证带有负载的接收线圈有相当高的 Q 值（调整接收线圈的电感）。

正如上文所述，该耦合器对激励器有一些要求。图 5 给出了一个用以激励该耦合器的发送器装置的最佳实施例。该电路是一个 D 类调频电压激励器，它具有携带方便以及工作效率高等特点。它的频率几乎不受电源电压变化的影响，因而可采用晶体管收音机电池作为电源，不必稳压。它的频率偏移由一个 CMOS 兼容输入控制，该输入是便于连接可携带式的数字逻辑电路。该电路还在输出级采用磁心激励器以保证迅速而有效地开关切换大电流输出。

在本实施例中，该参差调谐耦合器的最小输入阻抗大约为 $47\ \Omega$ ，对于发送器来说是一个相当小的负载。35% 的传输效率使得该耦合器可以用两节 9 伏的晶体管收音机电池工作一整天（16 小时）。这样的效率使该系统与先前的斯坦福（Stanford）刺激器相比较其耗电量和电池尺寸都要小得多（最大耗电量 $140\ \text{mW}$ ，两节 9 伏电池；而斯坦福（Stanford）刺激器的耗电量为 $400\ \text{mW}$ ，其电

池包大小与砖块相仿)。

该耦合器从经由感应耦合器传来的射频载波中得到电能，并且从上述载波的调频 (F M) 信号中分解出数据信息。该方法从输出电压中分离出信息数据，并重新保持输出电压非常稳定以保证效率。但是，调频信号比数字信号需要更大的带宽，该耦合器正好能提供这个额外的带宽。这个耦合器还能以每秒 1 兆比特的速率传输基带数字信号。对神经刺激器来说，这样的数据速率是足够高的。事实上，本系统中限制带宽的器件不是耦合器而是调频接收器 (因为三极管的 β 截止频率只有 20MHz)。该参差调谐耦合器不仅频带宽而且效率高，这两项性能在先前的耦合器中是互相冲突的。

感应耦合器在向植入体内的装置输送电能和信息数据的方面提供了一个安全可靠的途径。适当地利用参差调谐，这几种耦合器利用不受耦合率影响的耦合增益取得了高效率。同时，它们不损及其效率就拥有宽频带。本技术不仅在神经刺激器上获得了成功而且能很简便地应用于许多其它要求对耦合率不敏感的方面。

图 1

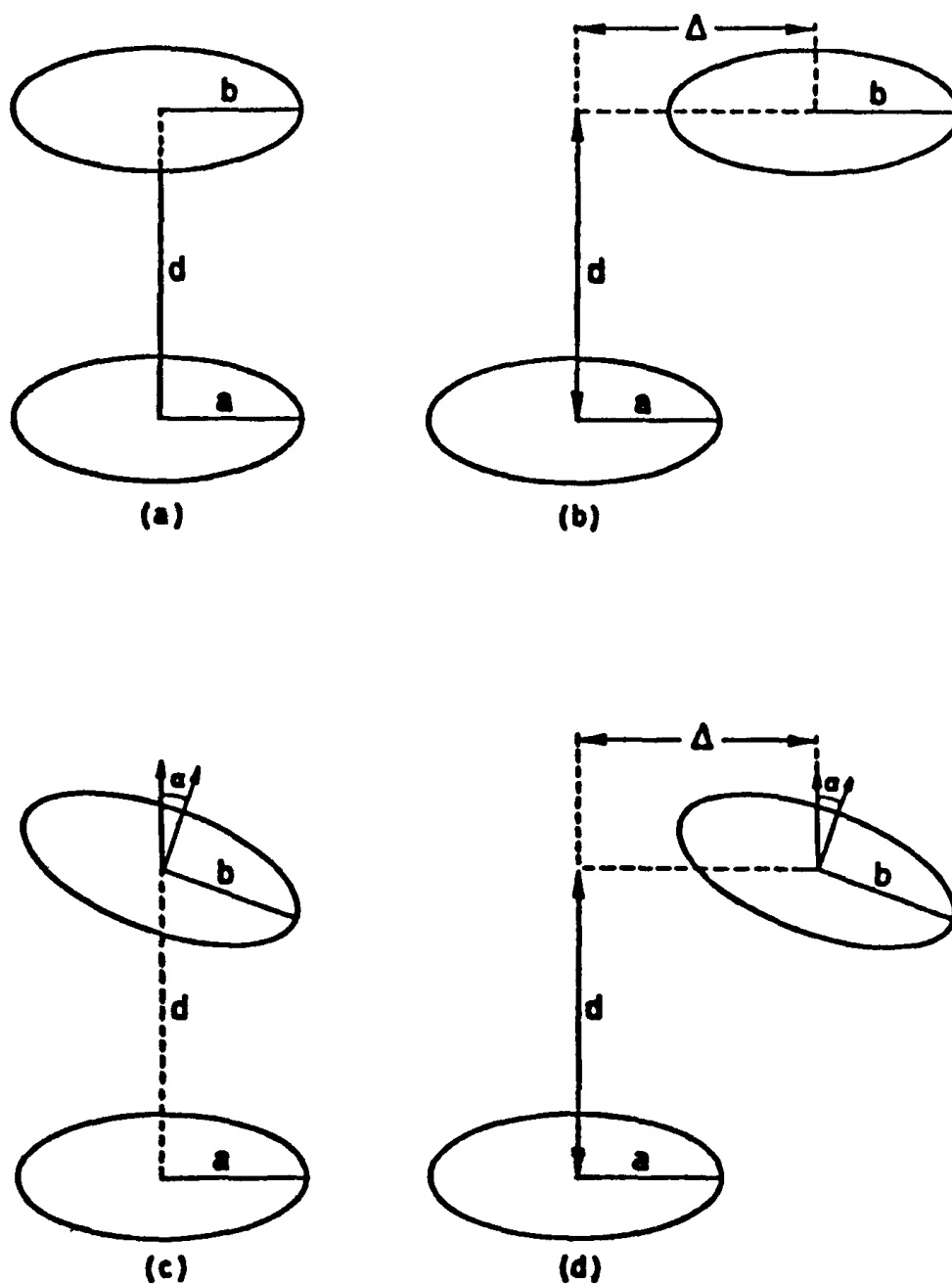
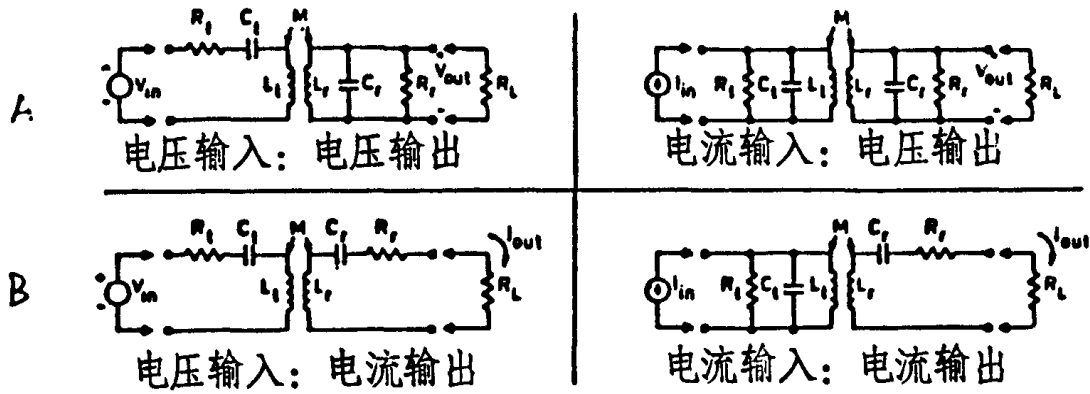
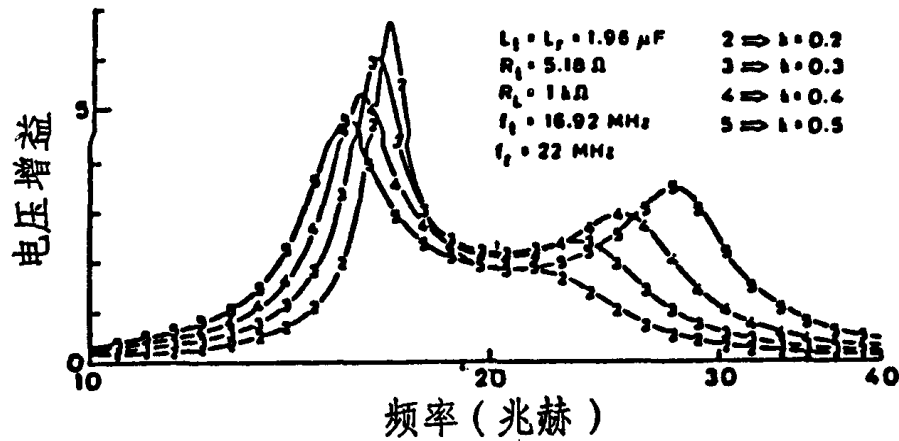


图 2



参差调谐耦合器的四种组态

图 3A



图

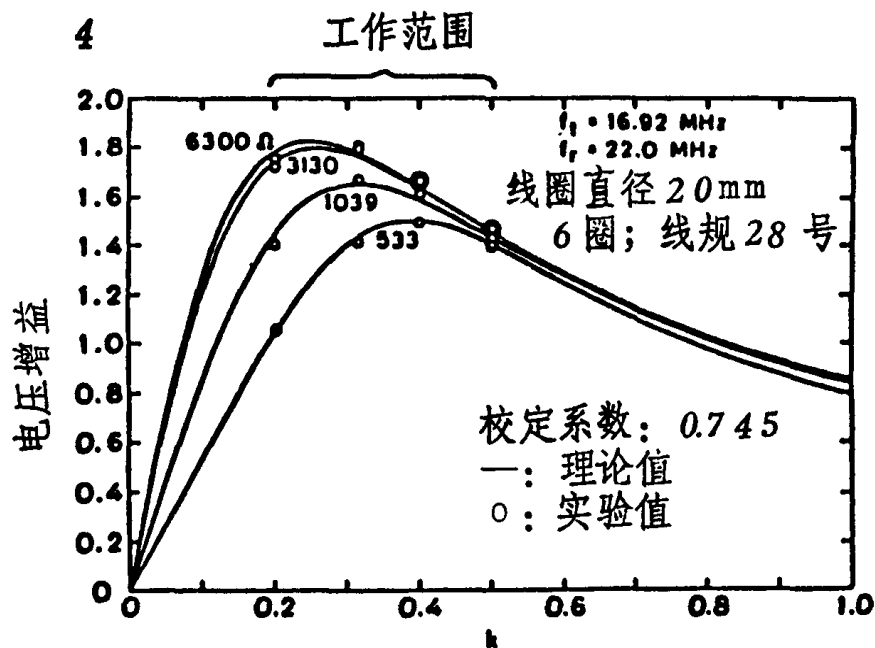


图 3B

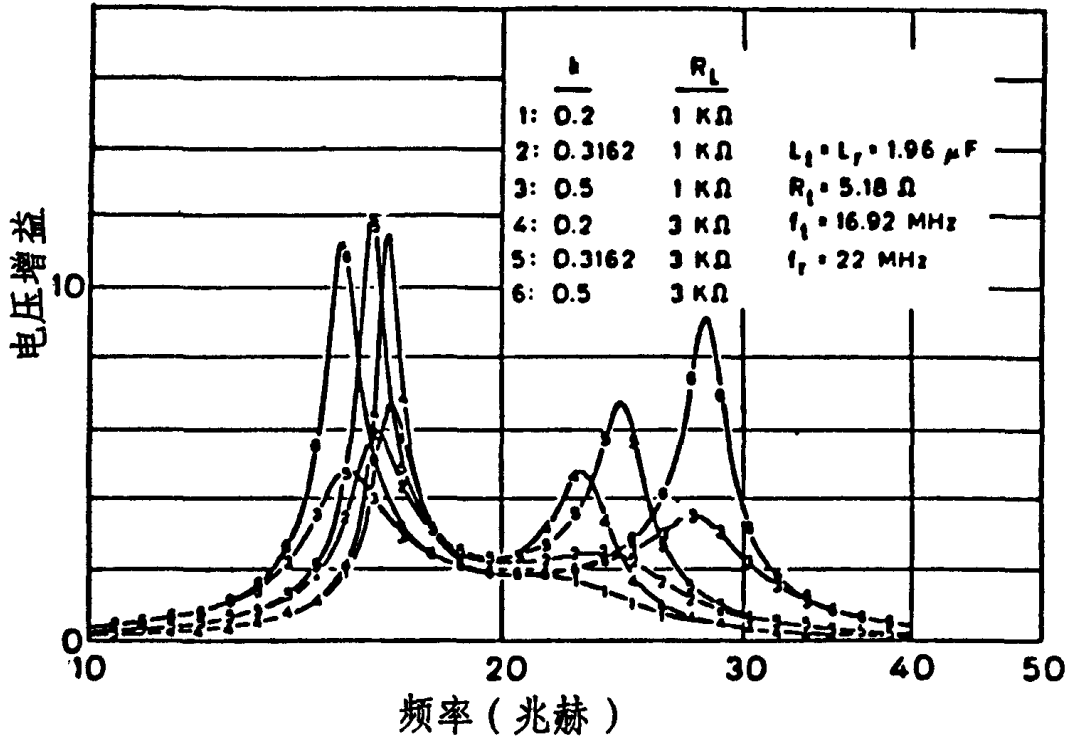


图 3C

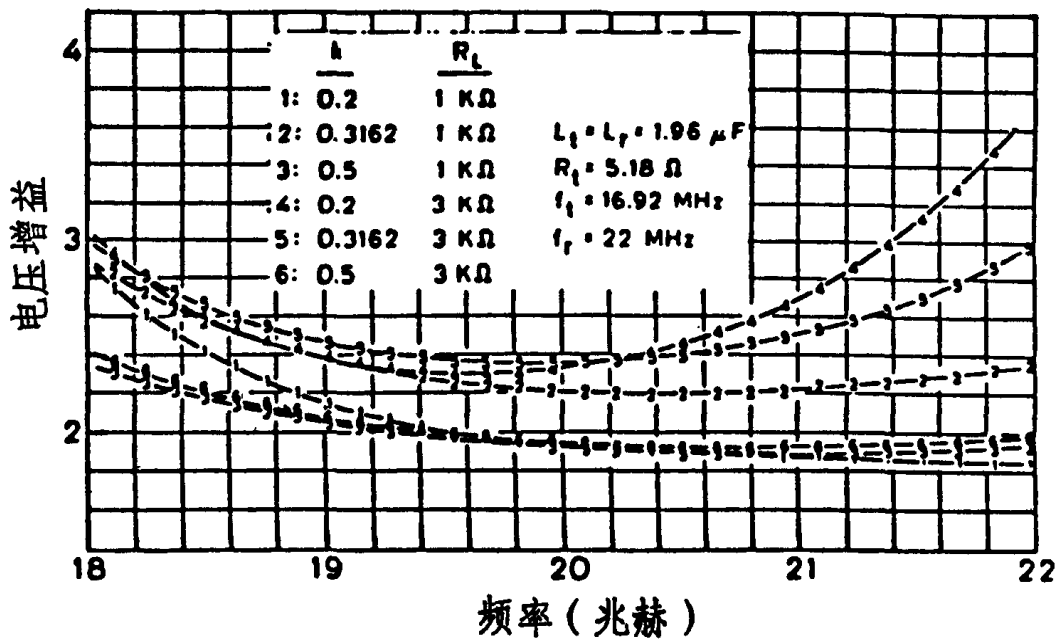
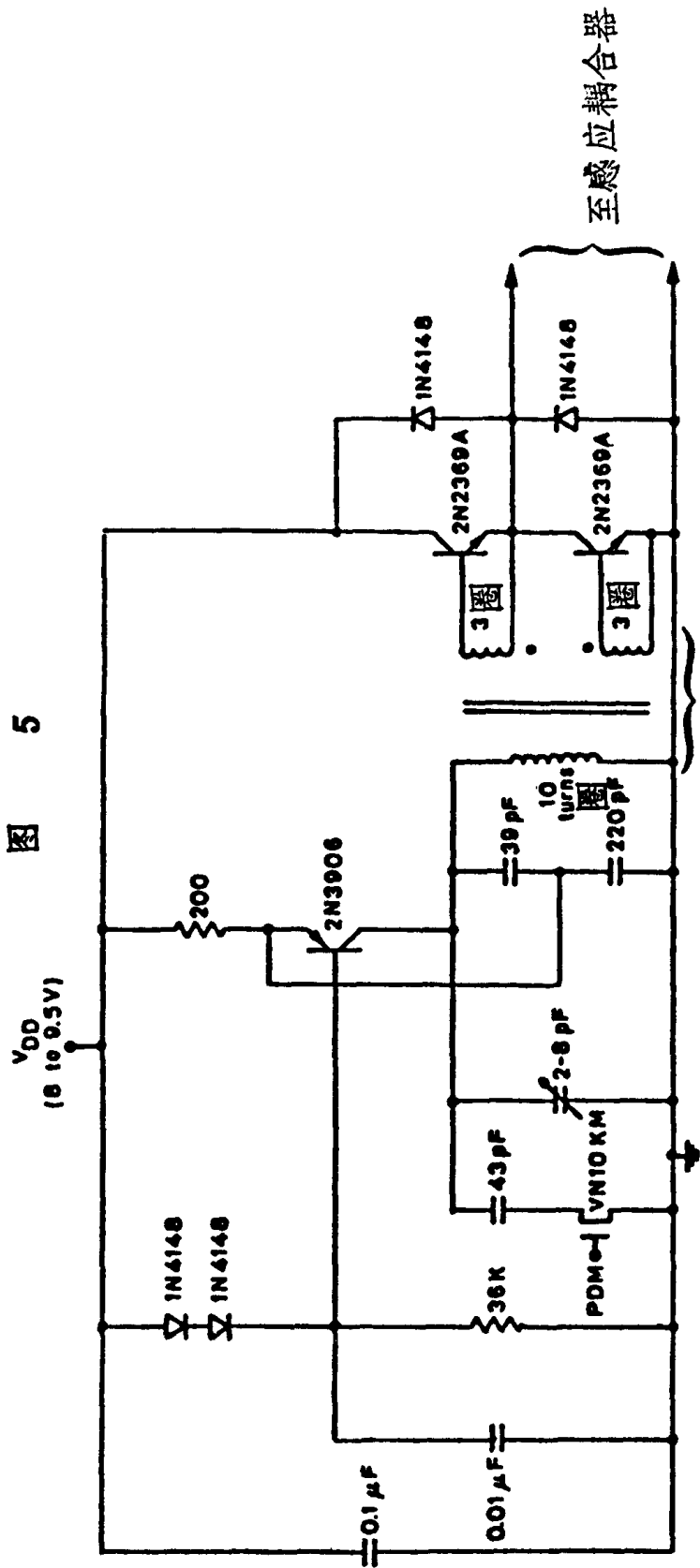


图 5



19—21 MHz D类调频发送器电路图