

可控硅装置的保护

译文集

上海科学技术情报研究所

可控硅装置的保护

(译文集)

*

上海科学技术情报研究所出版

新华书店上海发行所发行

上海商务印刷厂印刷

*

开本: 787×1092 1/16 印张: 4.5 字数: 110,000

1975年6月第1版 1975年6月第1次印刷

印数: 1—6,600

代号: 151634·240 定价: 0.60 元

(只限国内发行)

毛主席语录

鼓足干劲，力争上游，多快好省地建设社会主义。

对于外国文化，排外主义的方针是错误的，应当尽量吸收进步的外国文化，以为发展中国新文化的借镜；盲目搬用的方针也是错误的，应当以中国人民的实际需要为基础，批判地吸收外国文化。

打破洋框框，走自己工业发展道路。

前 言

无产阶级文化大革命极大地促进了生产的发展。在群众性的技术革新和技术改造的推动下,先进的可控硅变流技术在各工业部门中也日渐扩大使用和不断完善起来。可控硅整流器具有开关速度快、开关增益大、控制便利、体积小、重量轻等优点,从而能大大提高工业自动化水平和改善经济效果。但是它也有缺点,就是对于冲击过电压、电压上升率 dv/dt 、瞬时过电流和电流上升率 di/dt 的耐受能力较差。因此,为确保系统可靠运行,必须在线路中采取一系列措施,以保护可控硅整流器不受瞬变电压和电流的危害。可控硅系统运行的可靠性在很大程度上依赖于保护系统的完善程度,以及保护网络参数的合理选择。再者,随着可控硅系统日渐增多,容量日益扩大,它对电网电压波形的影响也就变得严重起来,会给其它馈电和用电设备带来附加损耗和干扰。这些都是进一步推广可控硅技术所迫切需要解决的问题。

遵照伟大领袖毛主席关于“洋为中用”和“批判地吸收外国文化”的教导,我们从国外有关可控硅装置的保护的英文、日文和俄文十几篇专题文献中着重整理编译了七篇文章,供有关科研、教学和生产部门的同志们参考,以期有所借鉴。

本译文集由上海电器成套厂厉无咎同志、上海有色冶金研究所曹剑南同志和上海造纸机械厂金华同志等负责译校。在此仅致谢意。由于我们水平有限,缺点错误在所难免,恳望广大读者批评指正。

上海科学技术情报研究所

1975年1月

目 录

瞬变过程抑止电路	(1)
可控硅变流器的交流侧过电压保护	(17)
三相桥式可控硅变流器换相的 dv/dt 效应	(20)
功率半导体整流器的最佳吸收装置	(30)
用非线性电抗器作为可控硅电路的保护元件	(39)
整流回路故障电流计算	(44)
在桥式整流器中换流时网络电压波形的畸变	(59)

瞬变过程抑止电路

除了在控制极施加正信号外,还能用其他方法使可控硅转换至导通状态。特别是当可控硅的阳-阴极间的电压大于它的正向转折电压 V_{BO} 时,或者脉冲电压的上升率大于它的额定 dV/dt 值时,都能够使关断的可控硅导通。

当可控硅构成控制系统的一部分时,可控硅被控制极以外的电压变化率所导通是特别严重的问题,因为此时系统不再完全置于控制极信号控制之下。这种误导通引起了不需要的负载电流的流通,有可能危及可控硅自身或负载。就理论上说,使用阻断电压比主电源所可能出现的最大电压还要大, dV/dt 额定值比过渡过程最快的电压上升率还要快的可控硅可以避免误导通。而实际上这不仅导致极不经济地使用可控硅,而且也不可能精确地预言主电源在各种情况下的特性。因而,有必要使用抑止电路把主电源瞬变电压的幅值和上升率降低到对可控硅来说是合理的数值。

过渡过程的性质

通常,一个可控硅控制系统可以看做是一个可控硅装置,它的输出电压可用可控硅的触发角来控制,以便产生需要的负载电流。可控硅装置通过接触器,通常是电磁机械操作接触器接到主电源上。因而存在三种产生瞬变过程的原因,它们将影响可控硅装置的运行。这些原因是主馈电电源本身的瞬变过程(“外部”瞬变过程),操作主接触器产生的瞬变过程,在可控硅装置内部由于导通或关断可控硅而产生的瞬变过程。

1. “外部”瞬变过程

经由接触器提供给可控硅装置的主馈电电源是 50 赫芝正弦波,其上附加有多种瞬变波形。这些瞬变波可能由于主电源系统遥远的其他部分的开关操作所产生,切换接在向该区域供电的同一配电电缆上的负载所产生,或者在该区域内部使局部配电系统发生瞬变的局部切换操作所产生。

所有这些瞬变过程都具有随机的性质。有关统计资料正由电气研究协会 (Electrical Research Association) 继续收集,并且已断然确定瞬变过程的持续时间和它的幅度成反比,以及电压幅度在高阻抗配电线路的末端最大*。

瞬变过程将作为馈电电压波形上的窄脉冲出现。如果瞬变脉冲与瞬时馈电电压之和超过了可控硅的阻断电压,则可控硅将导通。这种型式的瞬变脉冲可以用跨接在可控硅装置输入端上的并联电容器跟线路上串联的一些电感和电阻的组合来滤掉。同时,可控硅的正向阻断电压值应当比电源电压峰值大得多(宁愿取二倍的电源电压峰值),以便在允许电源电压波动或者允许抑止后有一定的残余瞬变脉冲方面有一个安全裕度。

用接触器切换局部负载,也可能产生上升率大于可控硅组件的 dV/dt 值的瞬变脉冲。这种型式的瞬变过程的抑止是与可控硅装置自己的接触器所产生的瞬变过程的抑止

* 见已发表的报告: “Voltage Spikes in Low Voltage Distribution Systems and their Effects on the Use of Electronic Control Equipment” by J. H. Bull, Report 5254, Electrical Research Association, Leatherhead, Surrey.

相同,这将在下一节讨论。

使用并联电容器的抑止电路的设计,后面将更详细地讨论。

2. 主接触器产生的瞬变过程

电磁机械式接触器远不是完善的开关。磨损的触头和运行中触头的跳动能够引起供给可控硅装置的电压发生瞬变过程,尤其是在接触器投入运行若干时期后需要维修的时候。如果接触器在靠近电源电压峰值时闭合,一个电压上升率高达1,000伏/微秒的高电压将加在可控硅上。这样高的电压上升率将使所有的、甚至开关速度最快的可控硅导通。

然而这些瞬变电压可用跨接在可控硅装置输入端的分路电容滤波网络抑止掉,但是它可能会引起更多的问题。如果电路中有足够的电感(例如,线路上串联了扼流圈、或者可控硅装置是经由具有大漏感的变压器接到接触器上的),那么LC串联组合可能引起瞬时振荡,它有可能产生超过可控硅阻断电压的峰值电压。为避免这个影响,必须附加电阻和抑止电容器相串联。在有些情况下,每个可控硅也需要单独的抑止电路,它由跨接在可控硅两端的小阻值的电阻和电容的串联回路构成。

主接触器所产生的瞬变过程,不仅影响正在切换的可控硅装置,而且还影响到接在同一区域配电线路上的其它设备,这些瞬变过程将在后面详细讨论。

3. 可控硅装置内部产生的瞬变过程

导通或关断接在具有大电感负载的电路中的可控硅能够产生瞬变过程,它具有比装置中其它可控硅的额定 dV/dt 更大的电压上升率。例如,在全可控硅交流调压器中,关断一个可控硅可能使另一个导通,于是可控硅调压器就不再受触发信号的控制了。旨在限制瞬变电压上升率到安全值范围内的抑止电路也是由跨接在每一个可控硅上的电容电阻串联电路组成。

电阻负载也可能产生瞬变过程。在频率至少为100千赫及以下的情况下,主配电电缆的感抗占支配地位,这时用可控硅或者主接触器迅速切换电阻负载能够在主配电电缆上产生瞬变过程。这些瞬变干扰能使其它可控硅触发,或者干扰其它脉冲的同步,后者是因为供电电压的零点产生时间漂移。如果这个影响是严重的话,必须附加隔离电抗器在电源线上,为的是宁愿瞬变过程发生在电抗器上,而不愿它发生在公共的线路电感上。主电源线的电感位于30至70微亨之间,因此附加大约250微亨的电抗器通常就满足了。

抑 止 电 路

由前可见,有三种型式电压抑止电路,用来抑止电压瞬变过程,或者至少把这种瞬变电压降低到允许值以下。无论这些瞬变是由总电源或由主接触器引起的,或由可控硅装置内部产生的。这三种型式的电路是:在可控硅装置输入端的分路电容滤波器、跨接在单个可控硅上的电容电阻串联电路、以及在可控硅装置和干线接触器之间的串联扼流圈。在有些情况下仅仅需要一种型式的抑止电路;在另一些情况下,二种甚或所有这三种抑止电路都需要。这在很大程度上取决于实际的应用以及干线上的瞬变过程的大小。

1. 输入滤波器

只要使用适当的跨接在可控硅装置输入端的并联电容器,大多数干线上的和接触器引起的瞬变电压都可以消除或降低到安全范围内。然而在有些应用场合每一可控硅可能需要单独的抑止电路,它们对输入端滤波器没有多大影响,并且二种型式的电路可以分别考虑。

具有固定中线的单相系统的完整的输入滤波电路示于图1中,其中 L_1 和 R_1 代表线路阻抗以及任意的附加串联扼流圈及其相应的损耗电阻。电容 C_1 是并联抑止元件, R_2 是

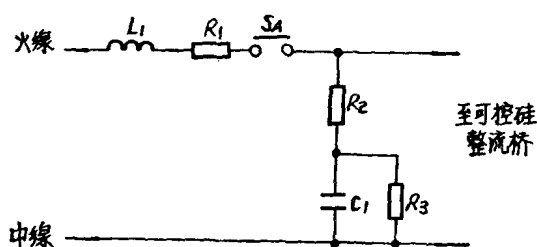


图1 单相系统的输入滤波电路

串联阻尼电阻, R_3 为 C_1 提供放电回路。

线路阻抗的感抗成分较大, 因此在大于几千赫芝的频率下:

$$\frac{\omega L_1}{R_1} > 1$$

当整流桥中的可控硅处于截止状态以及干线接触器 S_A 闭合的情况下, L_1 和 C_1 构成串联谐振电路, 它当中串联有阻尼电阻 ($R_1 + R_2$)。如果线路上的损耗元件很小的话, 则电路发生振荡, 并且电容器 C_1 上出现的电压将超过馈电电压, 如图2所示。如果电阻 R_2 为零或者很小, 这个振荡电压的大部分将加于整流桥的输入端, 纵然电容器 C_1 的存在能够有效地把电压上升率减缓到对可控硅来说是安全的 dV/dt 值, 这个过电压也可能使可控硅正向击穿。因而确保 R_1 和 R_2 的组合值足够大, 以便提供充分的阻尼, 这是非常重要的。

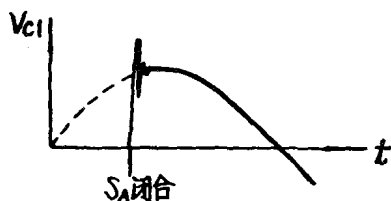


图2 输入滤波电路中电容 C_1 上的电压

不幸的是电阻 R_2 太大了将降低电容 C_1 的作用, 并不容易使 R_1 变大。显然不能使有功率损耗的电阻 R_1 太大, 但有时可使扼流圈的串联损耗电阻大些, 在 50 赫芝时的损耗可以不计, 使在高频下具有有益的损耗。由于这些困难, 应当在可以接受的阻尼和滤波效

率之间采取折衷。

在许多情况下, 仅只知道电源阻抗的大概范围, 因此不可能做出精确的设计。不这样做的话, 可以采用串联扼流圈, 它掩盖了电源电感的作用, 并提供了一个更好的输入电路。这样选择可由经济上的考虑来确定, 在小功率系统中, 扼流圈常常被忽略了。

设计程序归纳在附录中。对于单相和三相系统, 给出了求解电感和并联电容值的设计算式, 它们被证明为可用。还在实践中证明了 600 伏的可控硅应用于单相 240 伏电源以及 1,200 伏的可控硅应用于单相线间电压(就是用二根火线)或三相线电压为 415 伏的电源下能可靠运行。

2. 单个可控硅的抑止电路

到此已讨论了用于抑止瞬变过程和 dV/dt 的输入电路, 它们的运行有赖于线路接触器接上以后电源的中线有否接上。在许多实际电路中, 并非必定如此, 例如干线被双极接触器接通时, 接触器的触头不可能精确地在同一瞬时闭合; 而在任何触头跳动的情况下, 都可能在第一次跳动后相继发生随机瞬变过程。

在这些情况下, 一个高的瞬变电压可以通过线路对负载接地点的杂散电容加到个别可控硅上去。虽然, 随着可控硅的误导通而出现的电容电流不能维持可控硅继续导通, 但在初始充电电流之后可能紧随着出现中线上触头的闭合, 因而可控硅可能通过负载电流而充分导通。

当接触器在电源电压靠近峰值的时候闭合, 并相继发生上述一系列事件, 才会引起可控硅误导通。这样的事件在每一百次操作中也许只发生一次, 但是如果发生的话, 这就是可控硅损坏或寿命过短的原因, 或者电机可能出现不需要的转动, 为避免上述情况必须采取预防措施。

已经知道, 在每一个可控硅上跨接电容电阻串联组合是一个完善的解决办法, 它在

所有已知的情况下都能将初始的 dV/dt 值降低到安全值以下。单是这种方法还不足以衰减输入瞬变电压, 因此两种电压抑止电路通常都需要, 除非中线不开断。

(1) 中线开路的情况

一个半控桥式整流器的电路图示于图 3 中, 它配备有输入滤波电路, 并在单个可控硅上装有抑止电路。如果接触器的触头 S_B 在 S_A 之前闭合, 并保持闭合, 那么输入抑止电路 L_1 、 R_1 和 C_1 将起着保护可控硅不受大 dV/dt 值或干线上的瞬变电压的损害。

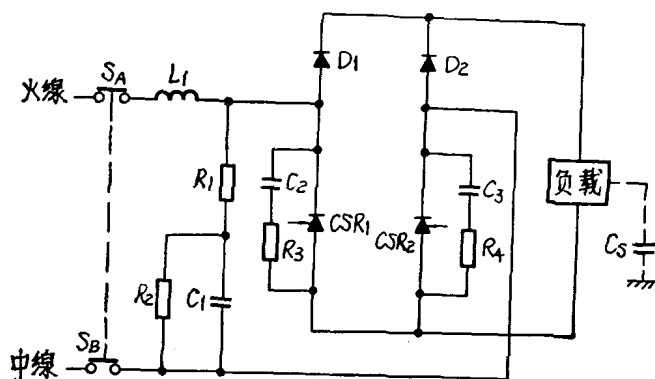


图3 具有输入滤波器和单个可控硅抑止电路的单相半控整流桥

另一方面, 如果 S_A 首先闭合, 则存在一个从火线通过负载及其杂散电容到地的回路, 它将导致在可控硅上出现一个大的 dV/dt 值。存在着下述情况:

如果火线对地电压为正, 则两极管 D_1 导通, 并流过电流对杂散电容 C_s 充电。电容 C_1 通常远大于 C_s , 因此整流桥的两个交流端几乎处于相同的电位, 并且两极管 D_2 上的电压也是很小的。当没有负载电流流通以及在小负载阻抗的情况下, 负载上的电压降仅仅是由 C_s 的充电电流造成。因而加在两个可控硅上的电压都很小。

在另一种情况下, 如果当 S_A 闭合时火线对地电压为负, 两极管 D_1 和 D_2 反向偏置, 几乎全部的馈电电压正向加于两个可控硅上。如果开关是在馈电电压接近峰值的情况下闭

合的, 则加于可控硅上的正向电压变化率可能高达 1,000 伏/微秒。在两个可控硅上分别跨接电容 C_2 和 C_3 , 加在每一个可控硅上的电压上升率都可以降低到能承受的水平以下。还必须采用串联电阻 R_3 和 R_4 , 以便在可控硅被触发导通时限制电容器的放电电流尖峰。在可控硅导通期间, 大的尖峰电流因其超过可控硅的 di/dt 额定值而危害可控硅。实用的电容器上限值大约是 0.5 微法, 并且在多数情况下串联 10 欧姆的电阻就能把峰值放电电流限制在安全水平以下。单根据 dV/dt 保护很难确定它的下限值, 但是 0.05 微法也许是较好的折衷数值。

(2) 每个器件具有单独的抑止电路时的 dV/dt

在更进一步讨论之前, 兹考虑这些元件对中线首先接上或中线不断开的电路的正常运行影响。

如果当 S_A 闭合时火线电压为正(见图 3), 两极管 D_1 将导通, 并使负载阻抗比整流桥中的其它元件的正向漏电阻要低得多, 几乎全部馈电电压将加在可控硅 CSR_2 上。因为负载上的电压降是小的, 在整流桥两直流端间的电压差也就很小, 于是有一个小电压反向加在另一可控硅 CSR_1 上。如果当 S_A 闭合时火线电压为负, 发生与上述完全相同的过程, 只是相应两极管和可控硅调换了。

输入抑止电路 L_1 、 R_1 和 C_1 将降低整流桥交流端的电压上升率, 已如前述。现在, 由于整流桥两极管的串联阻抗和负载作为串联单元, 以及 C_2 和 R_3 或者 C_3 和 R_4 作为并联单元等的综合作用, 加在可控硅上的电压上升率将被进一步降低。

作为第二个滤波器一部分的整流桥两极管具有非线性特性, 它修正了加于可控硅上的电压上升曲线, 使之更接近线性, 正如图 4 所示那样。该图中上面的那根迹线说明整流

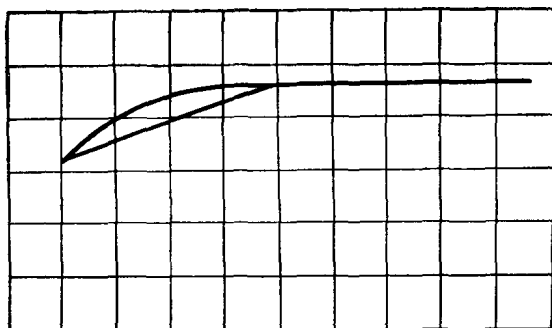


图4 单相可控硅整流桥中的 dV/dt 示波图

上部迹线: 整流桥交流输入端电压;
下部迹线: 可控硅二端的电压上升(垂直坐标 200 伏/格, 水平坐标 20 微秒/格)

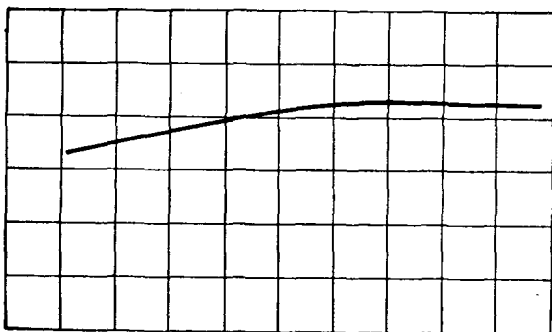


图5 当中线开路时,单相可控硅

整流桥中的 dV/dt 示波图

垂直坐标 200 伏/格。水平坐标 10 微秒/格

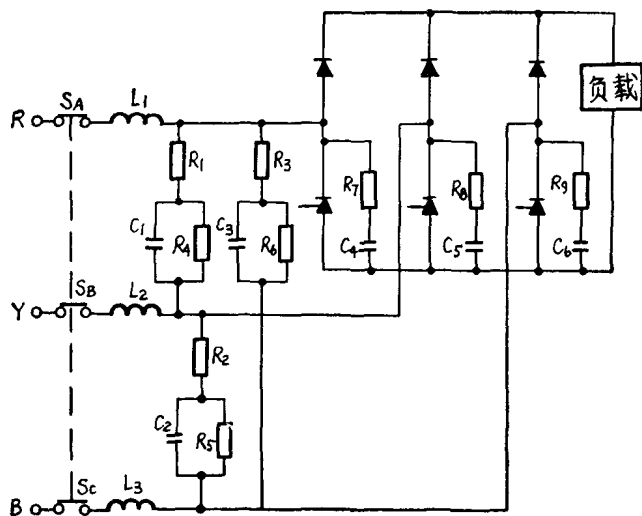


图6 具有输入滤波器和单独的可控硅抑止电路的三相半控整流桥

桥交流端的电压波形几乎是指数式的, 而下面的那根迹线说明加在可控硅本身上的电压上升率是非常接近线性的。上述情况的各元件值如下:

$L_1=160$ 微亨; $C_1=4$ 微法; $R_1=5.6$ 欧姆;

$C_2=C_3=0.22$ 微法; $R_3=R_4=10$ 欧姆。

由此可见, 输入端抑止电路的电压上升率仅仅降低到 7.5 伏/微秒左右, 而每个器件上附加抑止电路后, 电压上升率可降低到 4.0 伏/微秒, 改善程度约 2:1。除掉各个可控硅单独的抑止电路所提供的附加保护, 在正常运行下, 要在抑止瞬变电压方面获得显著改善, 就需要把输入端电抗器的电感量或电容提高 4 倍。

在其他条件都不变的情况下中线开路, 加于可控硅上的最大电压上升率示于图 5, 在该图中垂直坐标是 200 伏/格, 水平坐标是 10 微秒/格, 由图得出 dV/dt 为 4.5 伏/微秒。而在中线开路情况下所达到的最大电压约为 250 伏, 对照在图 4 中所达到的最大电压却为 340 伏, 这是因为有一部分额外的电压降落在对地阻抗上。

在中线开路情况下, 加在各自带有单独的抑止电路的可控硅上的电压的上升率很少受串联线路电抗器的影响。只留下 50 微亨的串联线路电感的情况与原来情况 ($L_1=160$ 微亨) 相比, dV/dt 值仅增加大约 5 伏/微秒。这是预料中的, 两极管和负载提供的串联阻抗远大于串联电抗器。

在图 6 中示出了应用单独可控硅抑止电路的三相半控整流桥。该电路如同单相电路一样工作。

(3) 电容抑止电路的峰值电流

在图 3 中, 当干线接触器触头 S_A 和 S_B 闭合时, 抑止电容 C_2 和 C_3 将通过串联的线路电抗器、它们各自的阻尼电阻 R_3 和 R_4 以及负载电路而充电。即使电路是在接近馈电电压峰值

时闭合的, 充电电流的峰值也会被这些串联电路元件降低到适中的范围。

然而在可控硅被触发时, 该电容器放电回路的唯一阻抗便是它的串联电阻和可控硅。为避免可控硅在导通时损坏, 这个电流的上升率必须保持在额定最大值以内。当可控硅在周期的中点被触发时, 出现最坏情况, 此时抑止电容被充电到最大电压。在这种情况下, 对 C_2 和 C_3 为 0.22 微法、 R_3 和 R_4 为 10 欧姆以及电源电压为 240 伏的电路测量表明峰值放电电流大约为 18 安培。在上述情况下, 串联电阻 R_3 和 R_4 的平均耗散功率大约是 0.4 瓦。为了进行上述测量使用了 0.5 瓦的炭膜电阻。

在三相的情况下 (图 6), 每个可控硅上的峰值电压增加到 $\sqrt{3}$ 倍, 峰值电流也要增加相同倍数, 大约为 30 安培。电阻的平均功率损耗也将三倍于单相的值, 约为 1.2 瓦。在单相和三相二种情况下, 放电电流脉冲约略为三角形, 其持续时间小于 10 微秒, 并在大多数可控硅许用额定值范围内。

3. 接触器产生的瞬变过程的抑止

虽然有些型式接触器明显地比另一些形式优越, 然而电磁操作的机械式干线接触器全都要受接触面不良的危害, 并在某种程度影响到触头跳动。这里并不讨论具体的接触器的特性, 而是指出问题的性质和有些接触器可能产生的电气方面的影响。应当注意, 新接触器的运行也不是理想的, 而需要检修的旧接触器却仍能很好地运行, 以致忽略不去检修。

为了定性地测定接触器工作的影响, 测量了半控整流桥电路中的可控硅上的瞬变电压。去掉了单个可控硅的抑止电路, 但保留了输入端瞬变抑止元件, 为的是不混淆二次接触的运行结果, 中线则处于开路状态。

图 7 示出了典型的触头跳动效应, 在每次主要的跳动期间的前后出现较高频率的瞬变过程。图中的纵坐标为 200 伏/格, 横坐标

为 1 毫秒/格。

如果把一个主要的跳动期扩展开来, 就得到图 8 那样的波形, 在该图中的时间坐标为 50 微秒/格。这个波形的较前部分还可以进一步扩展, 画在图 9 中, 其时间坐标为 20 微秒/格。

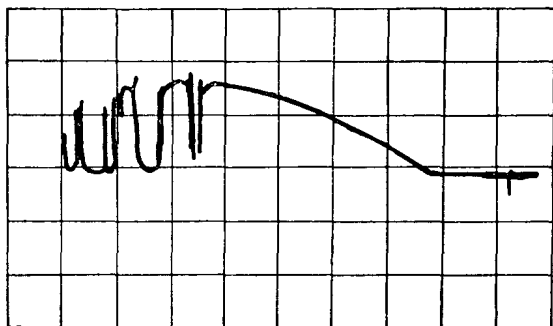


图 7 触头跳动效应——在每一次大的跳动期前后的高频瞬变过程
纵坐标 200 伏/格, 横坐标 1 毫秒/格

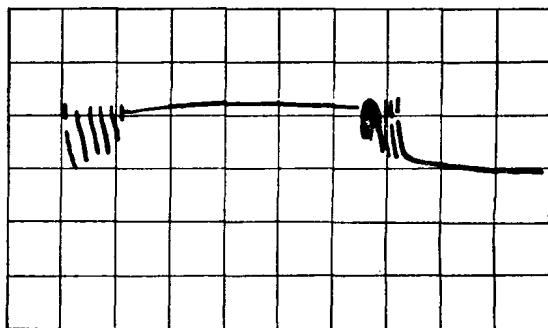


图 8 大跳动期瞬变波形的扩展图
纵坐标 200 伏/格, 横坐标 50 微秒/格

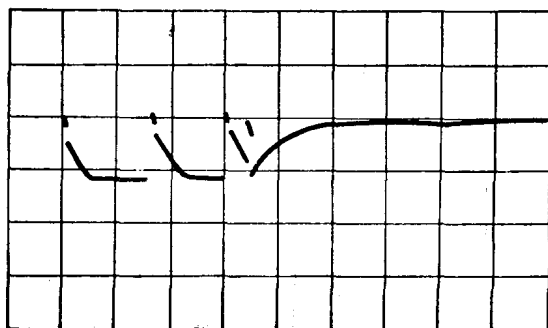


图 9 图 8 之波形的前部
纵坐标 200 伏/格, 横坐标 20 微秒/格

从图 10 大大扩展了的波形中可以看到, 单个瞬变波前沿的电压上升率为 1,000 伏/微秒的数量级。在这个图中纵坐标已降低到 400 伏/格的灵敏度, 横坐标为 0.5 微秒/格 (它代表了所使用的记录示波器的极限扫描速度)。

值得重视的是, 这种型式的重复瞬变过程对可控硅装置的正确运行有着严重的危险, 应当用合适的滤波器把它降低到更合理的程度。

幸运的是在每一个可控硅上跨接简单的 RC 滤波器能满意地解决这个问题。把采取这种措施后的波形 (图 11, 其横坐标为 1 毫秒/格) 和图 7 相比, 说明了它的效果。可以说使用更大的电容值或者更大的放电电阻值甚至可以给出较好的结果, 如图 12 所示 (其中横坐标为 500 微秒/格)。在图 3 中电容 C_2 或者 C_3 的主要放电通路是电阻 R_2 , 即干线瞬变过程抑止电路的放电电阻。

如果 R_2 是 33 千欧姆, C_2 和 C_3 为 0.22 微法, 则放电时间常数为 7 毫秒。这近似地对应于用以获得图 12 波形的电路的时间常数。这种情况下的最大电压上升率约为 5 伏/微秒, 和前面关于单个可控硅的抑止电路那一节所述相同。

4. 串联干线电抗器

串联电抗器的应用已经与减小瞬变电压和 dV/dt 相关联地提到了, 在附录中对电抗器品质因数 Q 的影响作了一些说明。串联电抗器还可以用来限制预期故障电流峰值, 帮助熔断器保护可控硅和整流两极管。电抗器的设计在很大程度上依赖于是否需要用它来完成这些功能的全部还是部分。

如果电抗器需要和熔断器保护相配合, 就必须在非常大的电流下保持它的电感设计值。为此, 常使用具有十分大的外形尺寸的空心电抗器。另一方面, 如果电抗器仅用来降低不导通的可控硅上的 dV/dt 值, 则需要保持电感设计值的电流是很小的, 铁心电抗

器就能满足了, 但它的绕组要能够承载满载电流。介于这二个极端之间, 也有尺寸折衷的铁心电抗器, 设计得在额定负载电流下保持它们的电感值, 以便对瞬变电压和 dV/dt 提供充分的保护, 而只部分地限制故障电流。

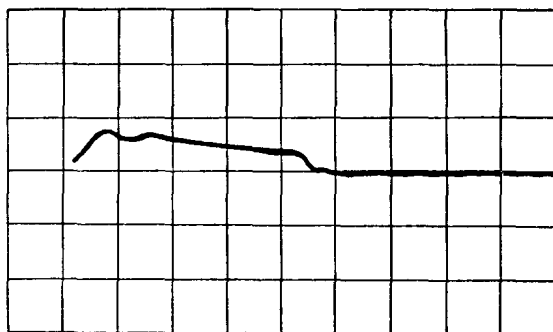


图 10 图 9 之单个瞬变波的前沿
纵坐标 400 伏/格, 横坐标 0.5 微秒/格

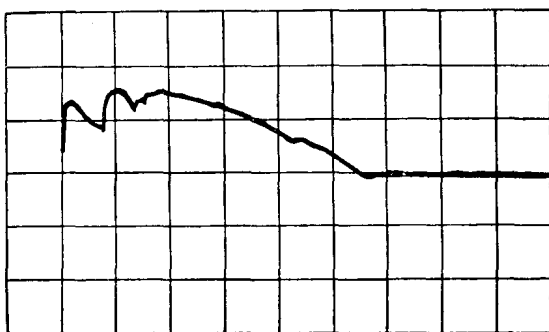


图 11 每个可控硅上跨接 RC 滤波器后的触头跳动效应与图 7 相比较, 它们的坐标相同
纵坐标 200 伏/格, 横坐标 1 毫秒/格

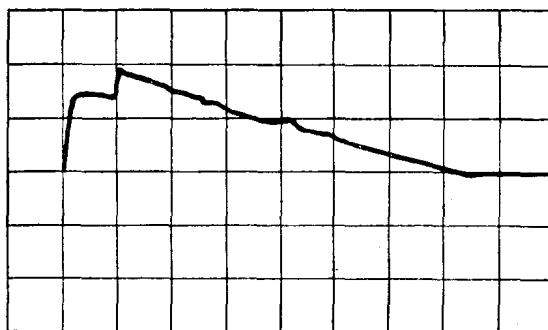


图 12 触头跳动效应, 象图 11 一样, 但改善了抑止电路
纵坐标 200 伏/格, 横坐标 500 微秒/格

表 不同类型的负载所需要的抑止电路

装 置 结 构			负 载 类 型					
			电阻	电感	钨丝灯泡	感应电动机	耦合变压器	直流并激电机
单 相	交流调压器	火线—中线	A	C	C	C	C	—
	交流调压器	火线—火线	C	C	C	C	C	—
	半控整流桥	火线—中线	B	C	B	—	—	B
	半控整流桥	火线—火线	B	C	B	—	—	C
	全控整流桥	火线—中线	—	C	—	—	—	C
	全控整流桥	火线—火线	—	C	—	—	—	C
三 相	半控交流调压器		C	C	C	C	C	—
	全控交流调压器		C	C	C	C	C	—
	半控整流桥		B	C	B	—	—	B
	全控整流桥		—	C	—	—	—	C

A—不要抑止保护电路
B—要某些抑止保护电路
C—要全部抑止保护电路
详见图 13 至 20 各电路

电抗器结构和电感的最后选择由一系列因数决定, 诸如瞬变过程的程度、所需要的熔断器保护、设备的尺寸和损耗, 它们依次又和抑止电路的电抗器所能使用的空间, 以及能够分配给保护电路的总损耗的比例有关。装置的设计者必须衡量所有上述因素和其他一些因素, 他应当了解偶发的器件正向击穿的严重性, 或者在最坏情况下偶发的器件故障。

建 议

因为可控硅控制电路有着非常广泛的应

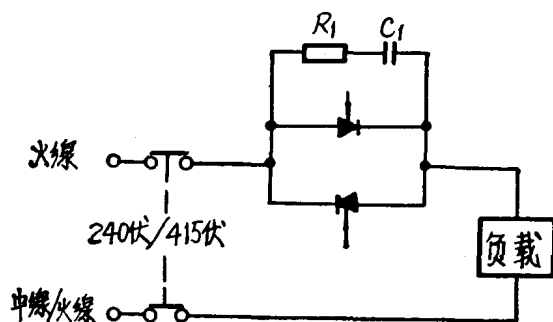


图 13 具有瞬变电压抑止网络的单相交流调压器

火线—中线(240 伏)
 $R_1=1002\text{W}$, $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}250\text{V}$ 交流
火线—火线(440 伏)
 $R_1=1006\text{W}$, $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}440\text{V}$ 交流

用范围, 所以对于具体的电路所需要的抑止电路的数量很难提出明确的建议。设计抑止电路使之具有全部的保护性能而不计成本, 或者在成本最小的条件下使它具有满意的保护性能, 这两者相较, 前者是更容易多了。因此, 单独评价各个抑止电路的应用是必要的, 而在对所需要的保护水平有怀疑的时候, 使用全部抑止电路。

常用的可控硅控制电路和它们通常需要的保护类型一起列于上表中。

如果有关可能遇到的瞬变过程的型式的资料能得到的话, 那么就有可能免去和表中相关的电路(图 13 至 20)中的某些抑止元件。正如在表中看到的那样, 所需要的抑止电路的数量取决于负载的类型。如果负载是电阻性为主的恒定阻抗(例如某些型式的电炉), 并且使用雪崩型可控硅, 那么就有可能在几乎所有的情况下完全不要抑止元件而使用可控硅电路。在确定必要的保护程度时应加以考虑的因素列在下面:

1. 在发生可控硅误导通的事故时, 流过的电流是不是能被负载限制在对负载、可控硅和整流两极管都是安全的范围内。

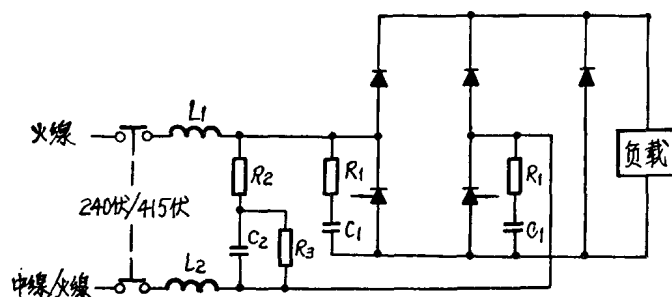


图 14 单相半控整流桥,带电阻和电动机负载,具有全部瞬变电压抑止网络

火线—中线(240 伏)

$R_1=10\Omega 2W$, $R_2=8.2\Omega 3W$, $R_3=33k\Omega 3W$

$C_1=0.22\mu F 250V$ 交流, $C_2=4\mu F 250V$ 交流

$L_1=250\mu H$ (其有效电流=装置的直流输出电流), L_2 不需要

火线—火线(440 伏)

$R_1=10\Omega 6W$, $R_2=12\Omega 10W$, $R_3=2 \times 33k\Omega 3W$ 串联

$C_1=0.22\mu F 440V$ 交流, $C_2=2 \times 10\mu F 250V$ 交流(串联, 中点与 R_3 中点相联)

$L_1=L_2=250\mu H$ (其有效电流=装置的直流输出电流)

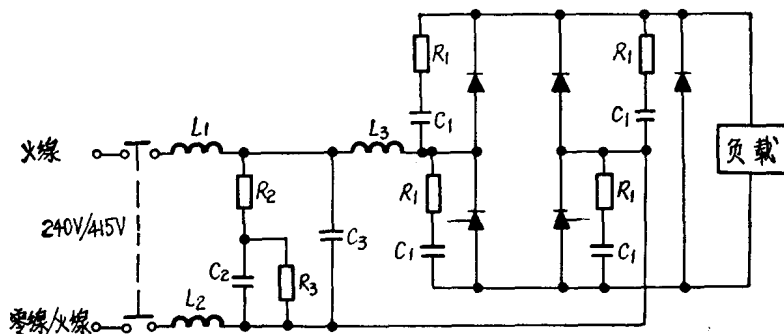


图 15 在火电感负载下,带有全部瞬变过程抑止网络的单相半控整流桥

火线—零线(240V)

$R_1=22\Omega 2W$, $R_2=8.2\Omega 3W$, $R_3=33k\Omega 3W$

$C_1=0.22\mu F 250V$ 交流, $C_2=4\mu F 250V$ 交流, $C_3=1.5\mu F 250V$ 交流

$L_1=250\mu H$ (有效电流=装置的直流输出电流), L_2 不需要, $L_3=50\mu H$ (有效电流=装置的直流输出电流)

火线—火线(440V)

$R_1=22\Omega 6W$, $R_2=12\Omega 10W$, $R_3=2 \times 33k\Omega 3W$ (串联)

$C_1=0.22\mu F 440V$ 交流, $C_2=2 \times 10\mu F 250V$ 交流(2 只电容串联, 其中点与 R_3 的中点相联)

$L_1, L_2=250\mu H$ (有效电流=装置直流输出电流)

$L_3=100\mu H$ (有效电流=装置直流输出电流)

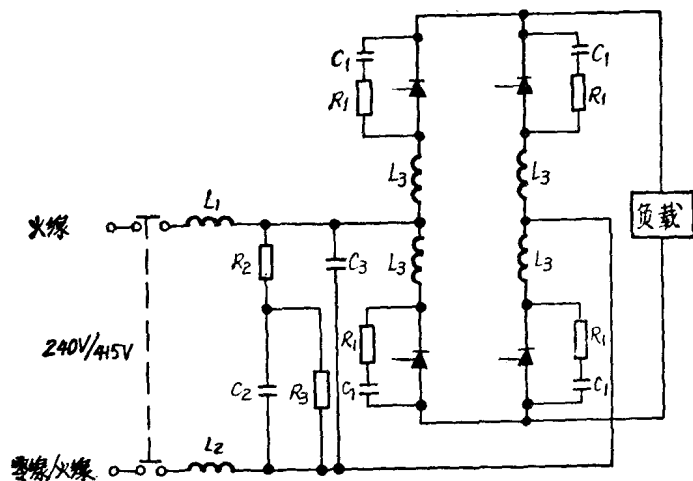


图 16 带有全部瞬变过程抑止网络的单相全控整流桥

火线—零线(240V)

$R_1=47\Omega 2W$, $R_2=8.2\Omega 3W$, $R_3=33k\Omega 3W$

$C_1=0.1\mu F 250V$ 交流, $C_2=4\mu F 250V$ 交流, $C_3=1.5\mu F 250$ 交流

$L_1=250\mu H$ (有效电流=装置的直流输出电流), L_2 不需要,

$L_3=250\mu H$ (有效电流= $0.7 \times$ 装置的直流输出电流)

火线—火线(440V)

$R_1=68\Omega 6W$, $R_2=12\Omega 10W$, $R_3=2 \times 33k\Omega 3W$ (串联)

$C_1=0.1\mu F 440V$ 交流, $C_2=2 \times 10\mu F 250V$ 交流 (二只串联, 其中点与 R_3 的中点相联),

$C_3=2 \times 4\mu F 250V$ 交流 (串联)

$L_1, L_3=250\mu H$ (有效电流=装置直流输出电流)

$L_2=500\mu H$ (有效电流= $0.7 \times$ 装置直流输出电流)

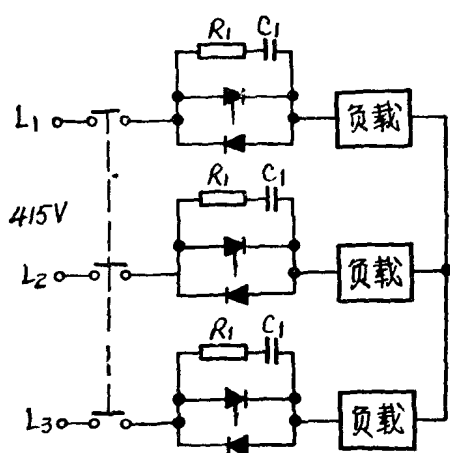


图 17 带有抑止网络的三相半控交流调压器

$R_1=10\Omega 6W$, $C_1=0.22\mu F 440V$ 交流

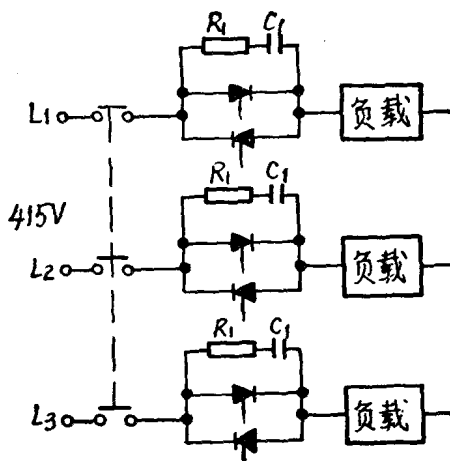


图 18 带有抑止网络的三相全控交流调压器

$R_1=10\Omega 6W$, $C_1=0.22\mu F 440V$ 交流

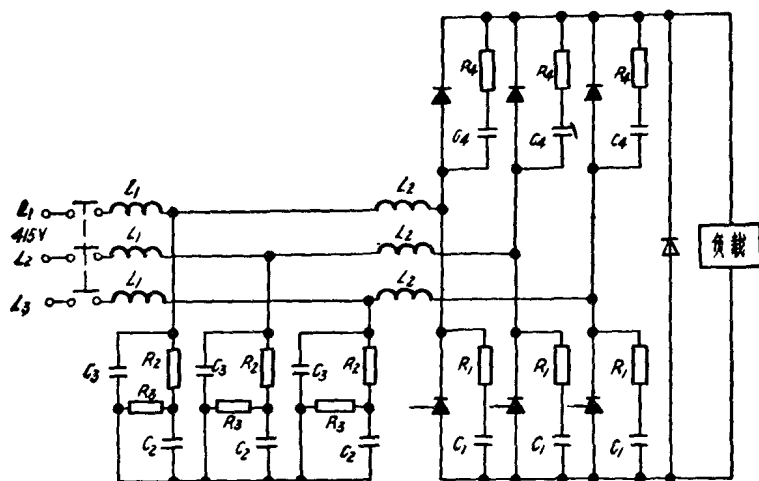


图 19 带有全部瞬变过程抑止网络的三相半控整流桥

$R_1, R_4=22\Omega 6W$, $R_2=8.2\Omega 3W$, $R_3=33k\Omega 3W$
 $C_1, C_4=0.22\mu F 440V$ 交流, $C_2=4\mu F 250V$ 交流, $C_3=1.5\mu F 250V$ 交流
 $L_1=250\mu F$ (有效电流 $=0.58 \times$ 装置直流输出电流)
 $L_2=50\mu F$ (有效电流 $=0.58 \times$ 装置直流输出电流)
 采用部分抑止网络时,省去 R_4, C_3, C_4 和 L_2

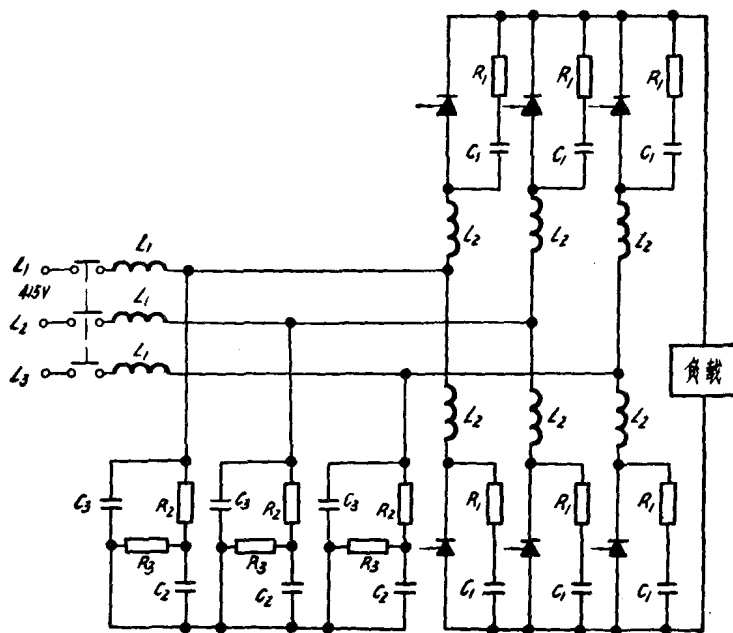


图 20 带有全部瞬变抑止网络的三相全控整流桥

$R_1=47\Omega 6W$, $R_2=8.2\Omega 3W$, $R_3=33k\Omega 3W$
 $C_1=0.1\mu F 440V$ 交流, $C_2=4\mu F 250V$ 交流, $C_3=1.5\mu F 250V$ 交流
 $L_1=250\mu H$ (有效电流 $=0.58 \times$ 装置直流输出电流)
 $L_2=250\mu H$ (有效电流 $=0.4 \times$ 装置直流输出电流)

2. 前面所述的那个电流会不会引起任何危险, 诸如机器的旋转或运动, 以致危及人身安全。

3. 瞬变电压或者瞬变电流会不会损坏可控硅和整流二极管, 或者缩短它们的寿命。

根据上述这些因素, 可能发生的瞬变过程的类型以及对器件事故允许的危险程度, 就可以妥善处理好抑止电路元件的数量和成本之间的矛盾。

附 录

输入端瞬变过程抑止滤波器的电路分析和设计程序:

1. 单相电路

输入端抑止电路的设计, 其用意在限制导通时的 dV/dt 使具有允许的电压尖峰以及具有熟知的吸收随机的电源电压瞬变过程的能力。

电路的分析:

- dV/dt 作为阻尼系数的函数;
- 电压尖峰作为阻尼系数的函数;
- 滤波器输出电压作为电抗器品质因数的函数;
- dV/dt 作为电抗器品质因数的函数;
- 瞬变过程的抑止作为瞬变过程的幅度和持续时间的函数。

从这些分析的结果, 可用公式说明一些广泛的结论。本文还给出了设计算式, 用它们可以选择适当的元件值。

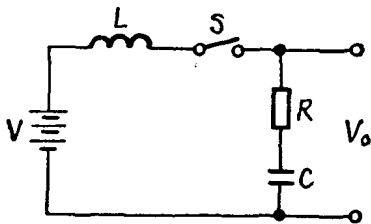


图 21 输入瞬变过程抑止滤波器的等效电路

(1) dV/dt 作为阻尼系数的函数

在图 21 的等效电路中, 交流电源被一个电池电压 V 代替, 实际上这里的 V 是馈电电压的峰值 $V_{s(M)}$ 。

如果在开关 S 闭合后的瞬时输出电压是 V_0 , 则它可表示为:

$$\frac{dV_0}{dt} = V \left[\frac{\omega_n}{\sqrt{(1-\eta^2)}} \sin(\omega_n t \sqrt{(1-\eta^2)}) + 2\phi \exp(-\eta\omega_n t) \right] \quad (1)$$

式中 $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$, 阻尼系数 $\eta = R/2\omega_n L$, 以及 $\phi = \arcsin\eta$ 。

当上式为最大值时的时间 t_0 为:

$$t_0 = \frac{\frac{\pi}{2} - 3\arcsin\eta}{\omega_n \sqrt{(1-\eta^2)}} \quad (2)$$

可以看出, 当 $\eta > 0.5$ 时 t_0 为负, 故只有在 $0 \leq \eta \leq 0.5$ 范围内需予考虑。方程式 (2) 相应的解介于 0 和 $\pi/2\omega_n$ 之间, 它表示在图 22 中。

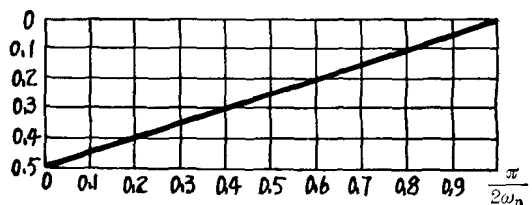


图 22 方程(2)在 $0 \leq \eta \leq 0.5$ 范围内的解

为求 dV/dt 的最大值, 可把方程 (2) 中求出的 $t = t_0$ 代入方程 (1), 对于 $0 \leq \eta \leq 0.5$ 得到:

$$\left(\frac{dV_0}{dt} \right)_{\max} = V \left\{ \omega_n \exp \right.$$

$$\left. \left[\left(\frac{\pi}{2} - 3\arcsin\eta \right) \left(-\frac{\eta}{\sqrt{(1-\eta^2)}} \right) \right] \right\} \quad (3)$$

对于特殊情况 $\eta = 0.5$:

$$\left(\frac{dV_0}{dt} \right)_{\max} = 2\eta\omega_n V = V \frac{R}{L} = V \left\{ \frac{1}{\sqrt{LC}} \right\}$$

方程式 (3) 对应一系列 η 值的解用曲线