

文章编号: 1001-4322(2009)11-1755-06

RSD 固态脉冲电源中的罗氏线圈电流检测技术*

王德玉, 王宝诚, 邬伟扬

(燕山大学 电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

摘 要: 介绍了基于高速大功率反向开关晶体管(RSD)的磁压缩固态脉冲电源试验平台,就 RSD 状态电流及磁压缩脉冲电流的波形特征对检测环节高需求的问题,研究了罗氏(Rogowski)线圈传感头的频率特性,在对比已有传感头信号处理方法的基础上,给出了一种新型结构的自积分与外积分复合式罗氏线圈的设计过程和参数选取方法,在保证传感器具有 1 mV/A 灵敏度的前提下,将传感器的工作频带从低频拓宽到线圈的自然角频率。给出了二级磁压缩网络放电的负载电流实验波形及 RSD 开关的触发、导通电流波形,验证了该罗氏线圈传感器能够满足本固态脉冲电源中的 RSD 开关状态电流高精度检测和负载电流的高频检测要求。

关键词: 磁压缩固态脉冲电源; 反向开关晶体管; 罗氏线圈; 复合积分器; 阻尼; 测量带宽

中图分类号: TM836 **文献标志码:** A

脉冲功率技术的发展极大地依赖于开关技术的进步,它决定了电源输出的功率容限、频率和寿命等重要指标。传统的气体开关、火花隙以及闸流管等放电开关目前的应用都已经十分成熟,但由于效率、寿命等缺陷无法工作在 1 kHz 以上的更高频率,更因为噪音污染和环境安全等问题无法与半导体开关相比拟^[1]。罗氏(Rogowski)线圈是一种特殊结构的空气芯线圈脉冲电流检测工具,由于具有测量交流电流幅值高、频带宽、无磁芯饱和现象、输出信号隔离以及插入损耗小等特点,在脉冲功率应用领域备受关注^[2-6]。本文在分析传感头高频特性的基础上,通过对终端电阻值的选取将传感头的频率响应由低频到高频分为微分、比例和衰减振荡区域 3 个频段,分别针对各频段的特征设计外部信号处理电路,设计出一种新的自积分与外积分的复合式积分器,其带宽可以从低频扩展到线圈的自然谐振频率,较宽的测量频带用于满足反向开关晶体管(RSD)状态电流、磁压缩高频大电流以及充电电源谐振槽中低频小幅值电流测量的不同需求。

1 基于半导体开关 RSD 的固态脉冲源

RSD 是由前苏联约菲物理研究所的 I. V. Grekhov 等人利用可控等离子层换流原理提出的新结构^[7],属于 $p^+ - n - p - n^+$ 四层结构的晶闸管型半导体器件,具有高耐压、大电流、高 dI/dt 、串联无需均压、长寿命以及较高重复率等优点,是一种可实现数十至数百 kA 大电流、数十 kV 高电压、 $\mu s \sim ns$ 级开通三者完美统一的新型开关。与晶闸管不同的是它不存在控制极。RSD 的导通需触发流过一个反向的脉冲电流,只要在控制电流结束瞬间控制层集中了足够数量的载流子,就可以保证开关的稳定一致导通,否则,RSD 端电压就会急剧上升,导致器件损毁;可见:研究 RSD 的触发驱动技术是保证 RSD 高频脉冲电源高效、稳定工作的前提^[8]。因此,处于本系统核心的 RSD 开关触发放电实验中,器件状态电流的精确检测、多级磁压缩环节中高频脉冲电流的检测以及前级充电环节中低幅值谐振电流的监测,是固态电源研制过程中的关键。

图 1 所示为 RSD 磁压缩固态脉冲电源系统,其中包括 IGBT 串联谐振恒流充电电源、串联 RSDs 控制放电主回路和二级磁压缩脉冲成型网络 MCNs 三部分;高压直流电源给谐振电容 C_0 充电,控制 RSDs 导通将能量通过升压脉冲变压器 T_r 快速给 C_1 充电,经 MCNs 压缩后形成的高压脉冲直接作用到低阻抗负载上,形成窄脉冲电流。

2 罗氏线圈传感头的频率特性

罗氏线圈的测量原理是:当均匀绕在非磁性骨架上的线圈中流过电流时,线圈上感生出来的电压正比于所穿过电流的变化率

* 收稿日期:2008-11-03; 修订日期:2009-04-29

基金项目:国家自然科学基金重点项目(50837003)

作者简介:王德玉(1979—),男,博士研究生,研究方向为基于半导体开关的高功率脉冲技术及脉冲信号测量技术; wdy@ysu.edu.cn.

通信作者:邬伟扬, wwu@ysu.edu.cn.

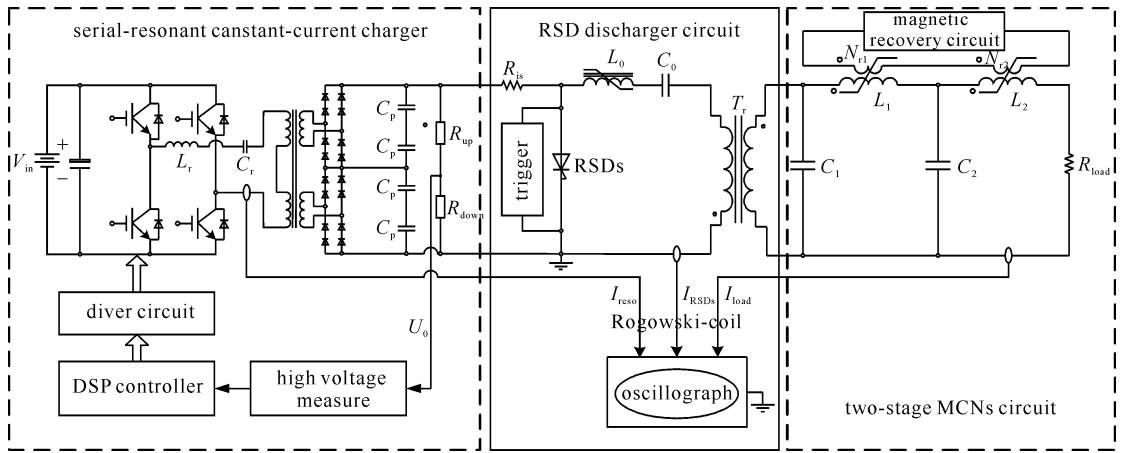


Fig. 1 Schematic diagram of magnetic compression solid-state pulse power based on RSD

图 1 基于 RSD 的磁压缩固态脉冲电源系统示意图

$$\epsilon = \frac{\mu_0 NA}{l} \frac{dI}{dt} = M \frac{dI}{dt} \quad (1)$$

式中: I 为被测电流; ϵ 为感生电压; μ_0 为空气相对磁导率; N 为绕线匝数; A 为线圈截面积; M 为线圈低频(典型 10 kHz)互感; l 为线圈等效周长。

在高频条件下, 当被测电流处于环形线圈中心对称位置, 且无外部电流干扰情况下, 传感头传递函数为^[9]

$$\frac{U_t}{\epsilon} = \frac{R_t}{R_t \psi \coth \psi + r + j\omega L} \quad (2)$$

式中: U_t 为终端电压; R_t 为终端电阻; r 为线圈内阻; L 是线圈自感; $\psi = \sqrt{(r + j\omega L)(G + j\omega C)}$, C 和 G 分别是传感头终端电容和导纳。线圈电感、电容表达式分别为

$$L = \mu_0 N^2 A / l \quad (3)$$

$$C = \frac{4\pi\epsilon_0 \epsilon_r l}{\ln(A/a)} \quad (4)$$

式中: a 为线圈线匝截面积; ϵ_r 为骨架芯相对介电常数; 通常 r 和 G 都小到可以忽略, 因此有 $\psi = j\omega \sqrt{LC} = j\theta$, $\theta = \omega/\omega_0$ 为线圈在频率为 ω 时的延迟角, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 是线圈的自然角频率, 由欧拉公式得

$$\psi \coth \psi = \theta \cot \theta \quad (5)$$

式(2)此时推导为

$$\frac{U_t}{I} = \frac{j\omega M}{\theta (\cot \theta + jZ_0/R_t)} = j\omega M' \quad (6)$$

$M' = M / [\theta (\cot \theta + jZ_0/R_t)]$ 为线圈在通频带上的等效互感, $Z_0 = \sqrt{L/C}$ 为线圈特征阻抗。

2.1 传感头在 $0 < \theta < \pi/2$ 频带内的频率特性

在 $\theta < \pi/2$ 条件下, 式(6)中的 $\theta \cot \theta$ 从 $1 \sim 0$ 变化, 可将 $\theta \cot \theta$ 用 $1 - (2\theta/\pi)^2$ 代替^[10]; 本文中假设 $\beta = [1 - (2\theta/\pi)^2] / \theta \cot \theta$, 图 3 给出了 β 在 $0 < \theta < \pi$ 范围内的曲线。由函数曲线可见: 在 $\theta < \pi/2$ 范围内, $\beta \approx 1$, 用 $1 - (2\theta/\pi)^2$ 代替 $\theta \cot \theta$ 误差极小, 因此可将传感头输出电压与被测电流间的传递函数化简为

$$\frac{U_t}{I} = j\omega M \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2(\pi Z_0/4R_t)\omega_c s + \omega_c^2} \quad (7)$$

式中: $C_c = (2/\pi)^2 C$; $\omega_c = 1/\sqrt{LC_c} = (\pi/2)\omega_0$; 选择 R_t 使线圈具有合适的阻尼 $\xi = \pi Z_0/4R_t$, 可在 $0 < \omega < \omega_c$ 频段内满足 $M' \approx M$ 。该频段内 $U_t/I = j\omega M$ 为微分环节, 此时可用外部积分的方法还原被测电流信号。式(7)表达式与图 4 所示的集总参数电路的传递函数相同。但若选择 $R_t \ll Z_0$, 则 $U_t/I \approx j\omega M / (j\omega L/R_t) = R_t/N$ 为比例环节, 这是自积分式线圈的典型表达式。该式成立的条件是 $\theta \cot \theta \ll \omega L/R_t$, 由于在 $0 < \theta < \pi/2$ 范围内有 $0 < \theta \cot \theta$

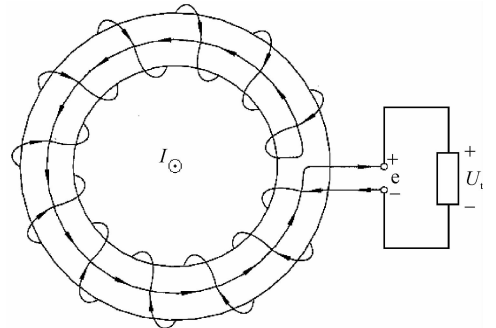


Fig. 2 Construction of Rogowski coil

图 2 罗氏线圈传感头结构原理图

<1 , 因此, 自积分适用的频带为 $\omega \gg R_i/L$ 。

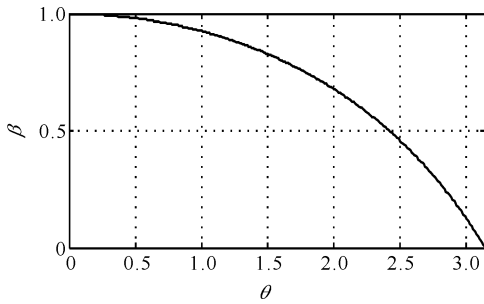


Fig. 3 Variation of β within $0 < \theta < \pi$

图 3 β 在 $0 < \theta < \pi$ 范围内的函数曲线

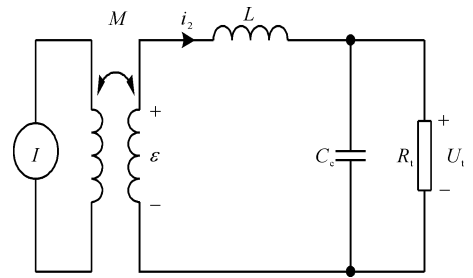


Fig. 4 Equivalent circuit for coil (lumped parameters model)

图 4 传感头等效电路

2.2 传感头在 $\theta = n\pi/2$ 条件下的频率特性

当 $\theta = \pi/2$ 时, $\theta \cot \theta = 0$, 由式(6)可得 $U_i/I = MR_i/L$, 在 $\theta = (2n+1)\pi/2 |_{n=1,2,3,\dots}$ 条件下该结论均成立, 并且有 $M' = MR_i/[j(2n+1)\pi Z_o/2]$, 即 M' 随频率点升高 (n 增大) 而不断衰减^[11]。

另一方面, 当 $\theta = n\pi |_{n=1,2,3,\dots}$ 时, $\theta \cot \theta \rightarrow \infty$, 由式(6)得 $M' = 0$, 进而有 $U_i/I = 0$; 图 3 中 β 曲线已远离 1 而接近于 0, 此时图 4 中集总参数等效电路不再成立; 高于 ω_c 的频段易产生振荡; 若被测频率不在相应谐振频率点上, 则无感生电压。

3 终端电阻 R_i 的选取

在 $0 < \omega < \omega_c$ 频段内, 用图 4 所示的集总参数等效电路来分析线圈的频率特性更为方便直观。从式(7)所示的传递函数可以看出: 选择不同的 R_i 将决定 $\xi > 1, \xi = 1$ 或 $\xi < 1$, 对应的极点方程 $s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2 = 0$ 解的情况分别为: 两个不同实数根、唯一实数根和两个虚数根三种不同情况。

当选择 R_i 使 $\xi > 1$ 时, 传感头的传递函数为

$$\frac{U_i}{I} = \frac{sM}{(1 + T_a s)(1 + T_b s)} \tag{8}$$

有两个转折频率 $1/T_a = \omega_c (\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})$ 和 $1/T_b = \omega_c (\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})$, 其中高频转折频率 $1/T_b$ 大于 ω_c , 因此根据前面的分析已无讨论意义; 如图 5 所示, 低频转折频率 $\omega_r = 1/T_a$ 会随 R_i 减小而向低频移动; 小于 ω_r 的频段内可用外积分形式处理, 而 ω_r 以上的频段则需要用自积分的形式。因此 ω_r 也是自积分线圈的下限频率, 即 $T_a = R_i/L$; 可见在线圈 Z_o 一定的情况下, R_i 取值越小, 自积分线圈下限频率越低。当然, 下限频率无法做到十分低, 否则灵敏度将随之降低; 况且, 当 R_i 低于一定值时, 线圈的寄生电阻将不可忽略。此外, 一个在高频条件下无感的低阻值电阻在实际应用中也很难选取。

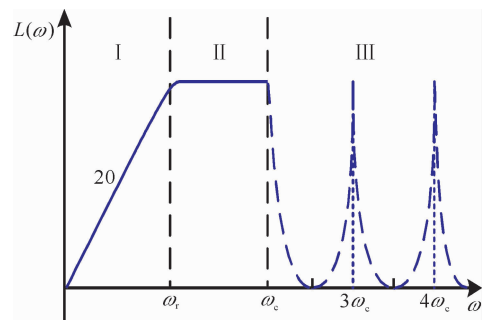


Fig. 5 Frequency response diagram of coil

图 5 传感头频率特性

综上所述, 传感头在不同频率段内表现出不同的频率特性, 因此需要有针对性地设计出相应的外部信号处理电路。在图 5 中 I 区的频率范围内, 要求对传感头的输出信号进行外部积分, 即采用常规定义的外积分工作方式, 才能复现被测电流; 在 II 区的频率范围内, 传感头输出电压 U_o 与被测电流 I 呈比例关系, 这就是通常所说的自积分工作方式; 当阻尼率 ξ 决定的转折频率 ω_r 与线圈的特征角频率 ω_c 重合时, 则不存在 II 区。此外, 传感头在 III 区的特定频率点表现出振荡特性, ω_c 以上频带的研究并不多见。

4 新结构的复合式罗氏线圈频率特性

本文在分析传感头数学模型和终端电阻选取规律的基础上, 通过重新设计传感头、有源积分电路和信号传输电缆的结构与参数, 提出了一种新型自积分和外积分相复合的罗氏线圈传感器, 如图 6 所示。在保证测量灵敏度和下限频率的前提下, 上限频率拓展到 f_c 。线圈输出由终端电阻 R_i 阻尼, 感生电压 ϵ 经线圈自身 L/R_i 高频自积分环节、无源 $R_o C_o$ 中频积分网络、有源 $R_1 C_1$ 低频积分器处理后, 再经过 $R_h C_h$ 高通滤波环节滤除运

放引入的低频噪声后,获得输出信号 U_o 。 R_h 通常可由示波器等波形显示或存储设备的输入阻抗代替。高通滤波器的引入使运放的低频衰减网络可用一个大电阻 R_1 代替,便于参数设计,否则就要用阻容网络来实现低频衰减,参数设计相对复杂。

在图 7 所示的复合积分式罗氏线圈的幅频特性示意图中,图(a)为传感头的幅频特性;经图(b)有源积分环节、图(c)无源积分环节和图(d)高通滤波环节校正之后的传感器整体幅频特性如图(e)所示。因此可得传感器的传递函数为

$$\frac{U_o}{I} = \frac{sM}{(1+T_a s)} \left\{ \frac{T_1}{T_1} \frac{1+T_1 s}{1+T_1 s} \right\} \times \left\{ \frac{1+T_2 s}{1+T_0 s} \right\} \left\{ \frac{T_h s}{1+T_h s} \right\} \quad (9)$$

式中: $T_0=(R_0+R_2)C_0$; $T_1=R_1C_1$; $T_2=R_2C_0$; $T_a=L/R_1$; $T_1=R_1C_1$; $T_h=R_hC_h$ 。若使 $T_1=T_h$, $T_0=T_1$, $T_2=T_a$, 则有

$$\frac{U_o}{I} = \frac{M}{T_0} \left\{ \frac{T_1 s}{1+T_1 s} \right\}^2 = S \left\{ \frac{T_1 s}{1+T_1 s} \right\}^2 \quad (10)$$

S 是传感器灵敏度。线圈互感 M 、自然谐振频率 f_c 由传感头的结构与参数决定。在此前提下根据 S 设计要求,确定复合积分器参数选取的依据为:根据高、低频测量带宽的要求以及线圈阻抗率 ξ 和运算放大器参数限制来确定积分时间常数。具体说明: M 与 S 确定了积分时间 T_0 和 T_1 ; M 与 f_c 决定了 ξ 、积分时间 T_a 和 T_2 ; 传感器下限频率指标和运算放大器低频噪声性能决定了积分时间 T_1 和 T_h ; 而 ξ 和传输线特征阻抗、运算放大器的电压转换速率、最大输出电流等性能以及示波器输入阻抗($R_h=1\text{ M}\Omega$)则决定了 T_0, T_1, T_2, T_a, T_1 和 T_h 各个时间常数中阻容元器件的具体参数值的选取。

为验证所提出的自积分外积分复合式线圈传感器,采用印刷电路板布线配合插针连接模式制作的一个 100 匝的矩形截面线圈,其传感头参数如表 1 所示。由于匝间分布电容的降低,其自然角频率可达 17.3 MHz。设计传感器下限频率 $f_1=1/(2\pi T_1)=10\text{ Hz}$ 和灵敏度为 $S=1\text{ mV/A}$; 要求传感器具有 $\pm 10\text{ kA}$ 以上的峰值测量范围。

表 1 罗氏线圈传感头参数表

Table 1 Parameters of Rogowski coil

N	r_o/mm	r_i/mm	high size/mm	pin size/mm	r/Ω	$L/\mu\text{H}$	M/nH	C/pF	Z_0/Ω	$\omega_0/(10^6\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1})$	f_c/MHz
100	100	80	15	0.5×0.5	0.76	13.4	134	15.6	927	69.2	17.3

在接近线圈 f_c 的高频带内,受运算放大器高频特性和信号电缆的影响,传感器的传递函数需引入延迟环节 $1/[(1+T_d s)(1+T_e s)]$, 其中 T_d 和 T_e 分别为同轴线和运放的传输延迟时间常数^[12], 其数值与具体型号有关,通常为 ns 级。在超过 f_c 的频带内,传感头的频率特性类似于带阻($3\omega_0/4, 5\omega_0/4, \dots$)滤波器,关于这个频带范围内的研究与实验极少。

本课题分别独立进行了磁压缩网络的实验研究和 RSD 的触发导通实验研究,图 8 给出了 MCNs 的各级电压和电流波形(图 8(a))和采用该复合式罗氏线圈测量的负载窄脉冲电流(图 8(b))、RSD 触发导通电流(图 8(d))、充电电源谐振电流(图 8(e))以及大电网中的 50 Hz 工频电流(图 8(f)),并与 HIOKI 3274 系列电流

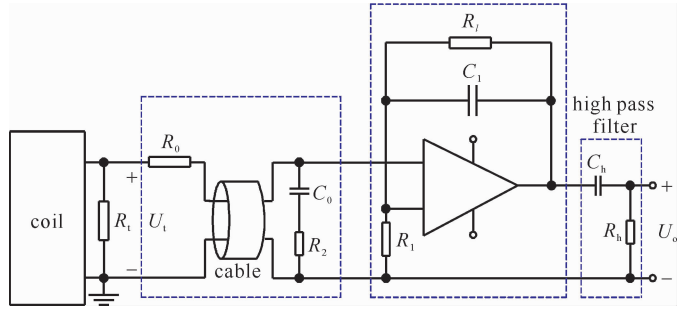


Fig. 6 Compound integration transducer

图 6 自积分与外积分复合式传感器

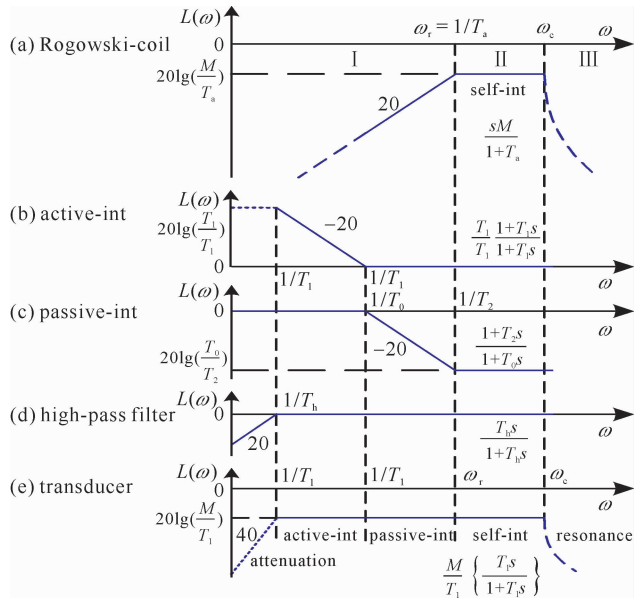


Fig. 7 Compound integration transducer

schematic gain-frequency diagram

图 7 复合式传感器频率特性

CT(图 8(c))和 1Ω 无感电阻负载电压波形进行了对比(图 8(b)),结果显示与该电流 CT 测量效果基本符合,其响应时间甚至快于电流 CT。磁压缩放电负载电流具有 280 A 峰值和约 $1 \text{ kA}/\mu\text{s}$ 的 dI/dt ;RSD 的导通电流具有 1 kA 的峰值和大于 $1 \text{ kA}/\mu\text{s}$ 的 dI/dt ;而谐振槽路电流和电网电流只有约 10 A 的峰值和 50 Hz 的频率。对比实验证明了所设计的复合式积分罗氏线圈传感器能够测量大带宽范围内的交流电流,该线圈具有峰值 $\pm 15 \text{ kA}$ 的电流测量范围,仅受运算放大器供电电压的限制。图 8(b)中波形的抖动是因为被测高频信号已进入积分器自积分频带,由被测导线形成磁场与线圈的放置并非完全对称造成。

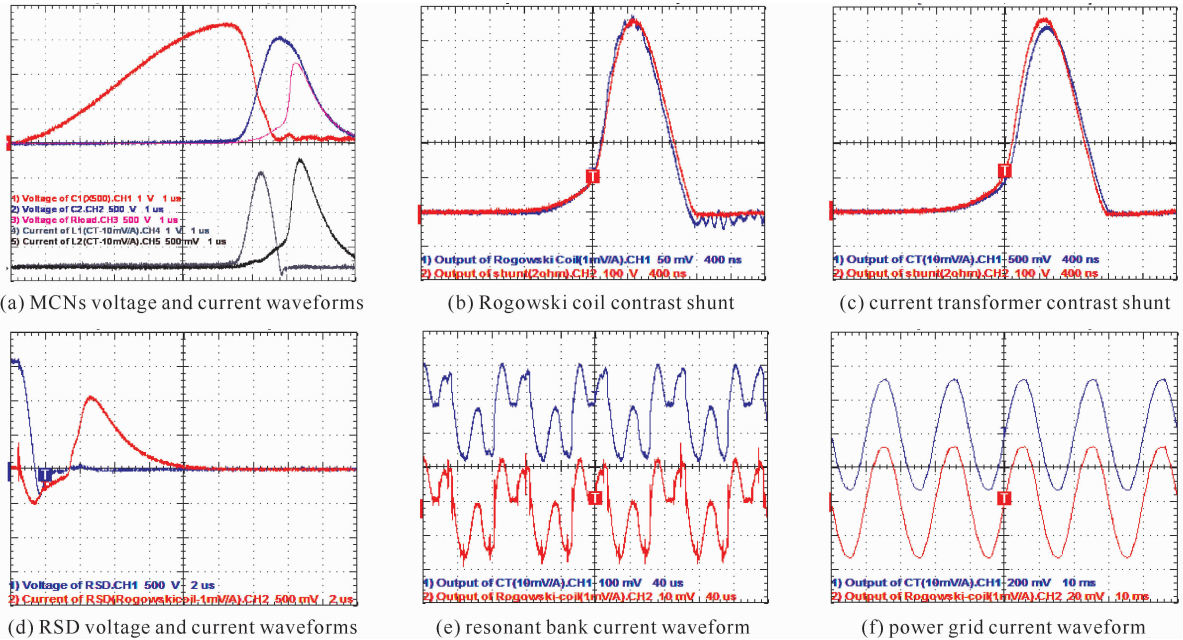


Fig. 8 Current waveforms of compound integration transducer

图 8 复合式积分罗氏线圈传感器实验波形

此外,由于缺少有效的屏蔽,高频电磁干扰对输出波形的畸变影响也十分严重。为传感头加入屏蔽层往往会因为增大线圈的分布电容而降低传感头的特征阻抗和自然谐振频率,这无疑会降低传感器的上限测量带宽。因此,使用基于自积分与外积分复合式积分器的罗氏线圈对被测导线处于线圈中心位置以及远离干扰源的要求就显得尤为重要。

5 结论

本文重点研究了罗氏线圈电流传感器传感头的高频特性,总结出利用对终端电阻值的调整改变线圈的阻尼率,将传感头的频率响应分作微分、比例和振荡三个频段,根据选取的不同频段区域的特征来设计相应的信号处理电路分别进行处理的罗氏线圈设计方法。文中给出了一种新型自积分与外积分复合式的积分器的设计原理,将传感器的工作频带拓宽到线圈的自然谐振频率。自行设计的 PCB 罗氏线圈具有 $1 \text{ mV}/\text{A}$ 的灵敏度和 17 MHz 的上限带宽,最后实验验证了这种新型罗氏线圈及其信号处理电路能够测量从电网工频电流到 $1 \text{ kA}/\mu\text{s}$ 上升速度的脉冲大电流,测量效果与高频电流 CT 基本相符。该传感器用于基于 RSD 脉冲半导体开关的磁压缩固态脉冲电源系统的关键电流量的测量,对 RSD 开关触发电荷量的准确掌握和多级磁压缩网络的参数修整,以及半导体恒流充电电源谐振槽路的设计具有实际意义。

参考文献:

- [1] Jiang W H, Yatsui K, Takayama K, et al. Compact solid-state switched pulsed power and its applications[J]. *Proc of the IEEE Pulsed Power: Technology and Applications*, 2004, **92**(7):1180-1195.
- [2] 王珏,张适昌,严萍,等.用自积分式罗氏线圈测量纳秒级高压脉冲电流[J].*强激光与粒子束*, 2004, **16**(3):399-403. (Wang Jue, Zhang Shichang, Yan Ping, et al. Self-integrating Rogowski coil for nanosecond current measurement. *High Power Laser and Particle Beams*, 2004, **16**(3):399-403)
- [3] Pettinga J A J, Siersema J. A polyphase 500 kA current measuring system with Rogowski coils[J]. *IEE Proc Part B*, 1983, **130**(5):360-363.

- [4] Hewson C R, Ray W F, Davis R M. Verification of Rogowski current transducer's ability to measure fast switching transients[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 2006:573-579.
- [5] Ray W F, Hewson C R. High performance Rogowski current transducers[C]//IAS IEEE Industrial Applications Society, Conference Proceedings. 2000, **5**:3083-3090.
- [6] Hewson C R, Ray W F. The effect of electrostatic screening of Rogowski coils designed for wide-bandwidth current measurement in power electronic applications[C]//IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. 2004, **2**:1143-1148.
- [7] Yu V A, Voronkov V B, Grekhov I V, et al. Reverse switch-on dynistor switches of gigawatt-power microsecond pulses[J]. *Instruments and Experimental Techniques*, 2007, **50**(2):229-232.
- [8] 周郁明, 余岳辉, 梁琳, 等. 超高速大电流半导体开关实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2006, **18**(3):447-450. (Zhou Yuming, Yu Yuehui, Liang Lin, et al. Experimental investigation of ultrafast and high current semiconductor switch. *High Power Laser and Particle Beams*, 2006, **18**(3):447-450)
- [9] Cooper J. On the high frequency response of a Rogowski coil[J]. *Journal of Nuclear Energy, Part C Plasma Phys*, 1963, **5**:285-289.
- [10] Ray W F, Davis R M. Wide bandwidth Rogowski current transducers part I -the Rogowski coil[J]. *EPE Journal*, 1993, **3**(1):51-59.
- [11] Ray W F, Hewson C R, Metcalfe J M. High frequency effects in current measurement using Rogowski coil[C]//2005 European Conference on Power Electronics and Applications. 2005:**1665785**.
- [12] Ray W F. Wide bandwidth Rogowski transducer: part II -integrator[J]. *EPE Journal*, 1993, **3**(2):116-122.

Rogowski coil transducer for magnetic compression solid-state pulse power based on Reverse Switched-on dynistor

Wang Deyu, Wang Baocheng, Wu Weiyang

(Key Laboratory of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province,
Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: In this paper, high frequency behavior of a Rogowski coil is analyzed. Considering the model of the coil frequency response, the damping ratio based on termination resistor can be used to divide the coil frequency band into three bands: derivation band, proportion band and resonance band. Corresponding outside integrator circuits are built according to characteristics of each band. A novel compound integrator circuit consisted of self-integration, passive RC integration and active RC integration is presented. The compound integrator improves the measurement upper bandwidth limit of transducer to the coil's natural frequency. A transducer using a printing circuit board(PCB) coil of 100 turns is constructed with designed frequency of 10 Hz~17 MHz and sensitivity of 1 mV/A. The transducer is developed to measure magnetic compression current, reverse switched-on dynistor (RSD) switching current and serial-resonant charger current. Experiment waveforms verify that the transducer operates with both about 30 A/50 Hz grid current and 1 kA RSD switching current of 1 kA/ μ s.

Key words: magnetic compression solid-state pulse generator; Reverse Switched-on Dynistor; Rogowski coil transducer; compound integrator; damping ratio; measuring bandwidth