

文章编号: 2095-4980(2021)01-0170-06

## 两路磁开关同步运行技术

时承瑜<sup>a</sup>, 杨汉武<sup>a,b</sup>, 高景明<sup>a,b</sup>

(国防科技大学 a.前沿交叉学科学院, 湖南 长沙 410073; b.脉冲功率激光技术国家重点实验室, 安徽 合肥 230037)

**摘要:** 磁开关因其优异的特性而被广泛用于固态脉冲功率调制器中, 基于磁开关的多脉冲发生器的同步运行对产生更高功率的脉冲具有重要意义。与其他高功率开关相比, 磁开关存在一种基于磁耦合机制的被动同步技术。通过耦合线圈相连的磁开关能够被动地减少磁开关之间的抖动, 使多个磁开关趋于同步运行。设计了一个两路磁开关同步运行实验, 实验结果显示差异为 2.2  $\mu\text{s}$  和 0.3  $\mu\text{s}$  的 2 个脉冲在引入磁耦合之后差异分别降至 0.6  $\mu\text{s}$  和 0.1  $\mu\text{s}$ , 表明该磁耦合技术能成倍减少两台装置的输出抖动。此外, 还针对磁开关同步运行过程及磁耦合机制进行了合理分析, 并开展了基于 PSpice 的磁开关同步电路仿真研究, 提出了一种改进型回转器-电容等效电路模型, 该电路模型能有效地重现实验结果, 为更深入理解磁开关同步运行技术及分析磁耦合机制奠定了基础。

**关键词:** 功率合成; 磁开关同步; 磁耦合; 回转器-电容模型

**中图分类号:** TN78

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11805/TKYDA2019299

## Synchronization of magnetic switches

SHI Chengyu<sup>a</sup>, YANG Hanwu<sup>a,b</sup>, GAO Jingming<sup>a,b</sup>

(a.College of Advanced Interdisciplinary Studies, National University of Defense Technology, Changsha Hunan 410073, China;

b.State Key Laboratory of Pulsed Power Laser Technology, National University of Defense Technology, Hefei Anhui 230037, China)

**Abstract:** The magnetic switch is important for solid-state high power pulse modulators due to its excellent characteristics, such as long lifetime, high stability and high power capacity. Some applications require the synchronization of multiple pulse generators, for example, to obtain higher load power. Magnetic coupling is a simple, passive, maintenance-free technique, which can be utilized to reduce the output timing variations of magnetic switched pulse generators. In this paper, a synchronization experiment of two magnetic switches is carried out. The experimental results show that the time difference between the two pulses is reduced from 2.2  $\mu\text{s}$  and 0.6  $\mu\text{s}$  to 0.3  $\mu\text{s}$  and 0.1  $\mu\text{s}$  respectively after coupling the magnetic switches, which demonstrate that the magnetic coupling technique can make magnetic switches operate synchronously. An improved circuit model based on the gyrator-capacitor approach is established which can effectively simulate the synchronization process of magnetic switches. Analysis about the synchronization mechanism is also given.

**Keywords:** power combination; synchronization of magnetic switches; magnetic coupling; gyrator-capacitor model

随着军事和工业应用对高功率脉冲的需求越来越高, 功率合成已逐渐成为脉冲功率技术的重要发展方向<sup>[1-5]</sup>。在多脉冲发生器的功率合成过程中, 开关的同步运行对最终的功率合成效果具有重要影响。磁开关作为一种具有高稳定性、高功率容量和长寿命的固态开关, 被广泛用于脉冲功率系统中<sup>[6-10]</sup>。但在磁脉冲调制器中, 磁开关的导通往往具有较大的不确定性。温度变化、初级能源的漂移、磁开关偏置的抖动以及由于瞬态反射造成的电压变化都会导致磁开关伏秒积分时间的变化<sup>[11-14]</sup>, 这也对多脉冲调制器的同步运行造成了困难。

收稿日期: 2019-08-16; 修回日期: 2019-09-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51607183)

作者简介: 时承瑜(1996-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为脉冲功率技术。email:1098421939@qq.com

磁耦合技术是一种可以提升磁开关同步特性的被动同步技术，最先被美国 Sandia 国家实验室的 K W Reed 和 P D Kiekel 两位学者报道<sup>[15]</sup>。他们通过引入耦合线圈来实现磁开关的被动同步，一系列的实验也表明磁耦合技术确实能减少耦合后的磁脉冲调制器的输出抖动。尽管实验已经证明了磁耦合技术的同步效果，但关于磁耦合机理的分析以及磁耦合的电路仿真还相当匮乏。本文通过设计一个两路磁开关同步运行实验，直观地展示了磁耦合对磁开关同步运行的影响，并对具体的磁耦合机制开展了分析，提出了一个改进的电路模型，有效地重现了实验结果。

### 1 实验

两路磁开关同步运行实验电路如图 1 所示。电容  $C_1$  和磁开关 MS1 组成一个单级磁脉冲压缩电路，标记为电路 A， $C_2$  和 MS2 则构成另一个磁脉冲压缩电路，标记为电路 B。电路 A 和电路 B 具有完全相同的电路参数。在图 1 中，2 个磁开关的磁芯通过耦合线圈相连，即通过这种方式来实现磁开关之间的磁耦合。具有初始电压的电容  $C_0$  通过一个火花开关对电容  $C_1$  和  $C_2$  充电。为了测试磁耦合同步脉冲的效果，给电路 A 额外增加了一个充电电感  $L_1$ ，这样回路 A 和 B 所产生的脉冲将会产生一个时间差。

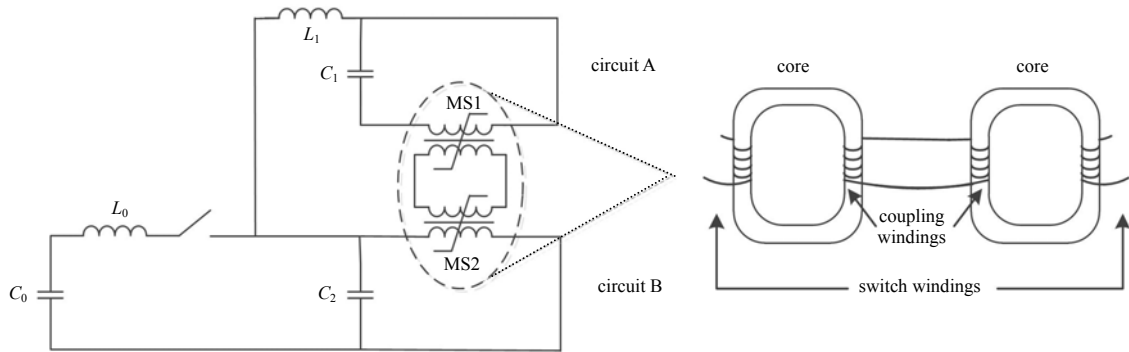


Fig.1 Circuit diagram for synchronization of double magnetic switches, with the illustration of magnetic coupling technique  
图 1 基于磁耦合技术的两路磁开关同步运行电路图

开展了 3 组对照实验：a) 磁开关之间无耦合，不增加电感  $L_1$ ；b) 磁开关之间无耦合，增加电感  $L_1$ ；c) 磁开关之间有耦合，增加电感  $L_1$ 。除了电感  $L_1$ ，电路 A 和 B 的所有参数一致，且 2 个磁开关所用的磁芯均为铁基非晶磁芯，相关的电路参数和磁芯参数如表 1 所示。实际搭建的实验平台如图 2 所示。

表 1 电路及磁芯参数

Table 1 Parameters of the circuit and the cores

circuit parameters					core parameters				
$C_0, C_1, C_2/\mu\text{F}$	$L_0/\mu\text{H}$	$L_1/\mu\text{H}$	switch winding turns	coupling winding turns	$B_s/\text{T}$	$B_r/\text{T}$	thickness/ $\mu\text{m}$	magnetic path length/m	cross section/ $\text{cm}^2$
1	35	12	7	7	$\sim 1.56$	$\geq 1.4$	25	1	14

高压电源对电容  $C_0$  充电直到气体开关击穿，击穿电压设置为 10 kV。实验测量了电路 A 和电路 B 中的电流，分别记为  $I_1$  和  $I_2$ ，实验结果如图 3 所示。图 3(a)对应上述实验 a)中的条件，由于电路参数相同，2 个磁压缩回路中所产生的电流波形几乎完全一致，且 2 个磁开关均在 11  $\mu\text{s}$  左右饱和。一旦给电路 A 增加一个额外电感  $L_1$ ，电容  $C_0$  将会通过一个更大的电感对电容  $C_1$  充电， $C_1$  上的电压将会比  $C_2$  上的电压增长得更慢，从而导致磁开关 MS1 晚于 MS2 饱和。根据图 3(b)中的电流波形，电路 A 中的脉冲产生时间要比电路 B 晚大约 2.2  $\mu\text{s}$ 。磁开关存在耦合的实验结果如图 3(c)所示，与没有耦合的情况相比，脉冲产生时间变得更接近且主脉冲波形也趋于重合，此时两脉冲峰值之间的时间差已降至 0.6  $\mu\text{s}$ 。

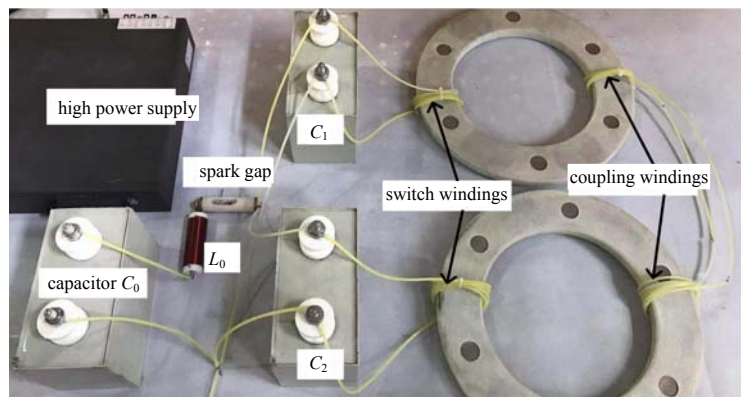


Fig.2 Experimental system for testing magnetic coupling technique  
图 2 实验平台

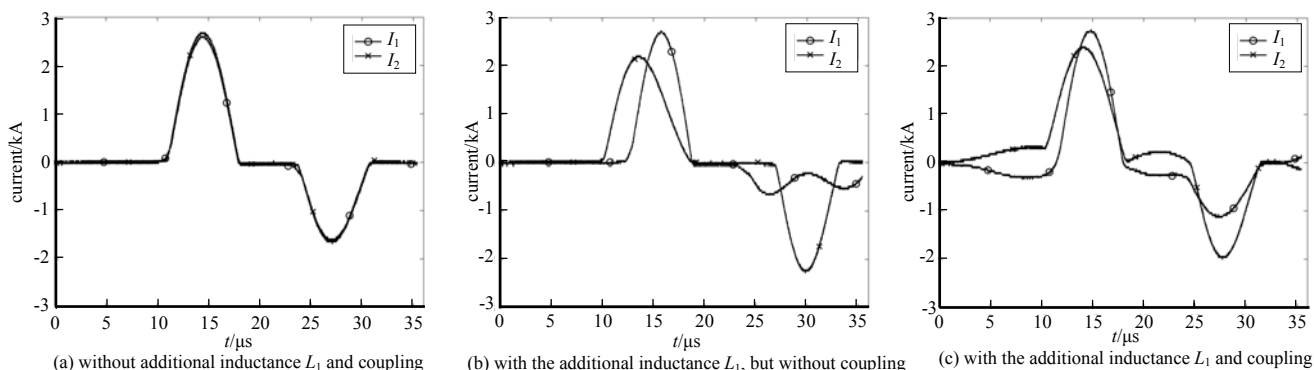


Fig.3 Experimental results obtained in three different conditions

图 3 三种不同条件下的实验结果

减小电感  $L_1$  至  $3 \mu\text{H}$ ，并重复上述实验 b)和实验 c)，所得实验结果如图 4 所示。图 4(a)对应于无耦合的情况，两脉冲的差距较小，约为  $0.3 \mu\text{s}$ 。但通过增加耦合线圈，可以使这一差异变得更小，如图 4(b)所示，此时 2 个主脉冲的差异已低于  $0.1 \mu\text{s}$ ，几乎完全重合。因此该实验直观地证实了磁耦合确实能在一定程度上同步磁开关的运行。即磁耦合技术不仅可以同步差异较大的两台装置，也可以使原本就很小的差异变得更小。

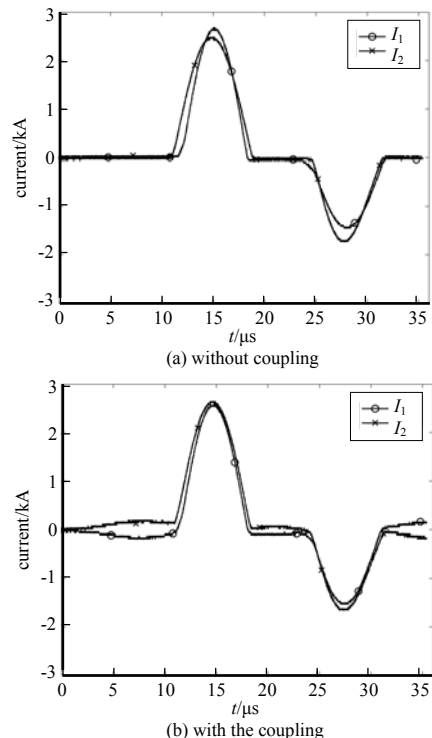
## 2 耦合同步过程分析

2 个耦合的磁开关可以视为 2 个变压器相连，磁开关的同步过程也可以从变压器的角度进行分析。由于电感  $L_1$  的存在，在充电阶段，电容  $C_1$  和  $C_2$  上的电压不相等，具有更高电压的电容  $C_2$  将会通过耦合线圈对另一个电容  $C_1$  充电，这也是为什么在充电阶段电路 A 和电路 B 中的电流方向相反，如图 3(c)所示。这一过程将会平衡电容  $C_1$  和  $C_2$  上电压的差距，也使得 2 个磁芯饱和时间变得接近。一旦其中一个磁芯先于另一个磁芯饱和，例如在图 3(c)中 MS2 先于 MS1 饱和，那么耦合线圈对于还未饱和的变压器就相当于是一个短路的副边绕组，这会迫使这个还未饱和的变压器也进入短路状态，从而实现磁开关的同步运行。

需要注意的是，缠绕在 2 个磁芯上的耦合线圈匝数应当一致，以避免耦合线圈给电路带来额外的影响。即当 2 个电路完全一致时，耦合线圈中应当没有电流流过，耦合线圈只在磁开关不同步时才发挥作用。在实验中，耦合线圈的匝数被设置成和磁开关的绕组匝数相同，即这 2 个变压器的变比均为 1，但实际上采用其他的耦合线圈匝数也是可行的。不同的耦合线圈匝数以及不同的绕组缠绕方式都会影响变压器的耦合系数，一般而言，耦合系数越高，同步效果会越好，因为越低的漏感会使电容上的电压通过耦合线圈平衡的速度越快。另外，电缆长度，即耦合绕组之间的导线长度，也会影响同步效果。耦合所用的电缆不应太长，因为由传输线效应造成的时间延迟将不利于磁开关之间的即时耦合。

## 3 模型建立及仿真

磁耦合仿真最重要的部分就是建立一个有效的可饱和变压器模型，目前较为典型的做法是通过给理想变压器并联一个可饱和电感来构建可饱和变压器。但这种可饱和变压器模型在处理漏感问题上存在较大缺陷，因为可饱和变压器的漏感在磁芯饱和和前后会发生变化，仅仅通过在变压器两侧串联一个线性电感的方式无法解决漏感问题。为此，采用了一种描述磁性元件的回转器—电容等效磁路模型<sup>[16-17]</sup>，并提出了一种新的磁芯分段处理理念，建立了一个改进型回转器—电容模型。该模型磁路信息完整，不再割裂变压器漏磁通和主磁通之间的联系，较好地解决了可饱和变压器的漏感问题。回转器—电容模型的基本原理是根据磁路参数与电路参数的对应关系，将磁导等效为电容，绕组等效为回转器，如图 5 所示。

Fig.4 Experimental results when  $L_1$  is set to  $3 \mu\text{H}$ 图 4  $L_1$  减小至  $3 \mu\text{H}$  时所得实验结果

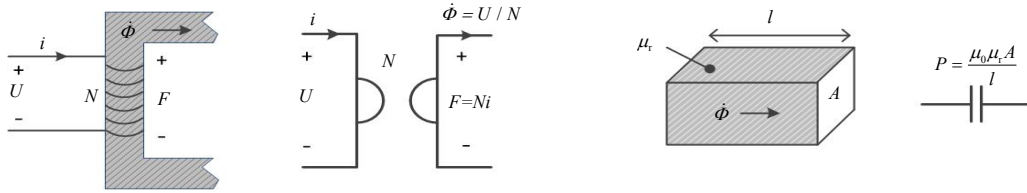


Fig.5 Winding modeled by a gyrator, and the permeance of a magnetic path modeled by a capacitor  
图 5 用回转器模拟绕组，电容模拟磁导

对于一个匝数为  $N$  的绕组，总是存在以下关系：

$$U = N\dot{\Phi} \tag{1}$$

$$i = F/N \tag{2}$$

式中： $U$  和  $i$  分别为绕组两端电压和流过绕组的电流； $F$  为磁动势； $\dot{\Phi} = d\Phi/dt$  为磁通量的变化率。等式的左边为电路参数，等式右边为磁路参数，如果把磁动势  $F$  看成是一个类似电压的量，把  $\dot{\Phi}$  看成是类似电流的量，那么一个匝数为  $N$  的绕组就可以看成是一个阻抗为  $N$  的回转器，它将电路中的电压转换为磁路中的电流，将电路中的电流转换为磁路中的电压。 $F$  与  $\dot{\Phi}$  之间的关系可以通过对式(3)微分得到，

$$\dot{\Phi} = F/R = PF \tag{3}$$

式中： $R$  为磁阻； $P$  为磁导。因此  $\dot{\Phi} = PdF/dt$ ，这个微分公式类似于电路中电容的公式， $i = CdU/dt$ ，这样磁导  $P$  就可以等效成电容， $F$  与  $\dot{\Phi}$  就是电压和电流之间的关系。磁导的表达式为  $P = \mu A/l$ ，其中  $\mu$  和  $A$  分别为磁性材料的磁导率和截面积， $l$  为磁路长度。这样一个磁件就可以根据它的拓扑结构转换为一个电容模型。

可饱和变压器在磁芯未饱和时的磁路如图 6(a)所示， $\Phi_2$  为主磁通， $\Phi_1$  和  $\Phi_2$  分别为原、副边的漏磁通。为体现漏磁通和主磁通之间的联系，需要将主磁通按照绕组结构分为 4 个部分，如图 6(b)所示，其中  $l_1$  和  $l_3$  分别代表被原、副边绕组包围的磁路。主磁通的这 4 个部分可以用 3 个串联的可饱和电容器  $P_1, P_2, P_3$  表示，并按照实际的磁路结构与表示漏感的线性电容器  $P_4, P_5$  相连，对应的等效电路模型如图 7 所示。其中， $P_1 = \mu A/l_1$ ， $P_2 = \mu A/(l_2 + l_4)$ ， $P_3 = \mu A/l_3$ ， $P_4 = L_p/N_1^2$ ， $P_5 = L_s/N_2^2$ ， $L_p$  和  $L_s$  分别为变压器原、副边的漏感，可通过测量得到。

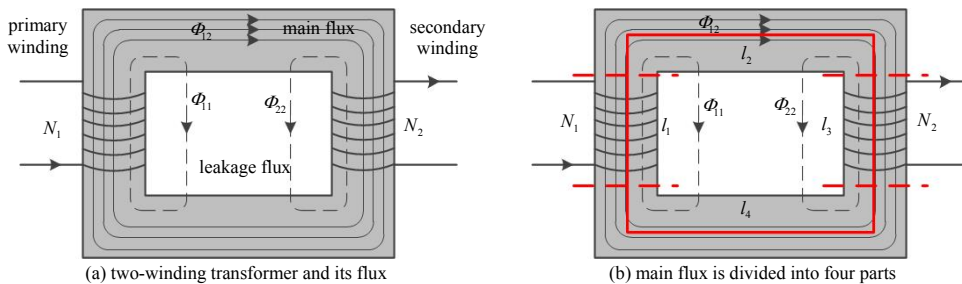


Fig.6 Schematic diagram of two-winding transformer and its flux; main flux  
图 6 变压器与磁通示意图、主磁路

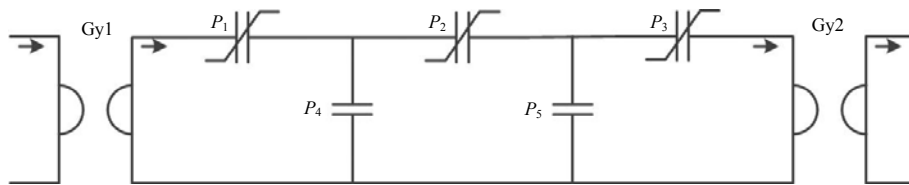


Fig.7 Improved gyrator-capacitor model of the saturable transformer  
图 7 改进后的回转器—电容等效电路模型

磁导  $P_1, P_2, P_3$  应该还要具备饱和特性。根据定义式  $\Phi = PF$ ， $P$  即为等效电路中的电容  $C$ ， $F$  则为电容上的电压  $U_C$ 。当磁芯饱和时，磁通量  $\Phi = B_s A$ ，其中， $B_s$  为饱和磁感应强度，因此，当电容上的电压  $U_C$  达到式(4)值时，该电容所对应的磁导应当饱和。

$$U_{Cs} = B_s A / C \tag{4}$$

可以通过给电容串联一个受控电压源来获得一个非线性电容，见图 8(a)，电压源的电压  $E = (U_C / U_{Cs})^n$ ，那么电容和电压源等效成的有效电容值为：

$$C_{\text{eff}} = \frac{C}{1 + n(U_C/U_{Cs})^{n-1}} \quad (5)$$

式中  $n$  为一个奇数。当电容上的电压  $U_C$  超过饱和电压值  $U_{Cs}$  时, 有效电容值将迅速下降,  $n$  越大, 下降速度越快, 或者说状态转变的速度越快。 $n$  值由磁性材料所决定, 一般而言, 矫顽力越小, 矩形比越高的磁性材料对应的  $n$  值越大。通过调整  $n$  值拟合磁性材料的磁滞回线即可获得对应材料的  $n$  值, 本文中所用的铁基非晶磁芯, 其  $n$  值取 99 左右较为合适。

根据有效电容值的表达式, 一旦饱和其值将会趋于零, 即对应的磁导变为 0, 但实际上磁芯饱和后其相对磁导率接近于 1 而不是 0, 因此需要对图 8(a) 的非线性电容再并联一个大小为  $\mu_0 A/l$  的线性电容  $C_0$ , 如图 8(b) 所示, 并且磁芯的初始磁通量还可以通过该线性电容的初始电压体现, 如当磁芯的初始磁感应强度为  $B_1$  时, 则该线性电容的初始电压应当设为  $B_1 A/C_0$ 。

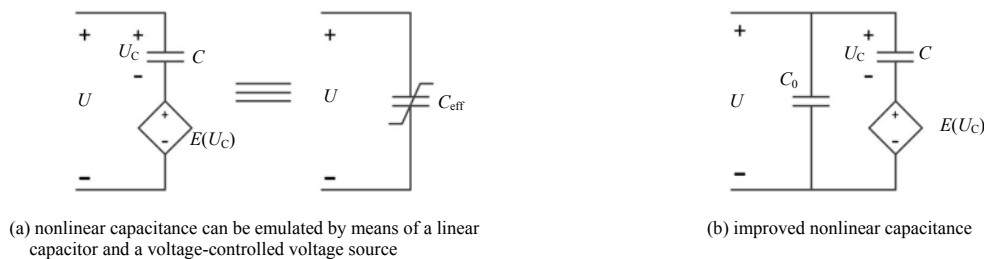


Fig.8 Nonlinear capacitance emulated by means of a linear capacitor and a voltage-controlled voltage source; improved nonlinear capacitance  
图 8 线性电容与电压源串联构成非线性电容、修正后的非线性电容

基于以上建立的可饱和和变压器模型, 开展了 PSpice 电路仿真。根据实际的变压器结构,  $l_1:(l_2+l_4):l_3$  的取值为 1:8:1, 变压器在未饱和时的漏感为  $5.2 \mu\text{H}$ , 其他模型参数均可从表 1 中获得。

仿真结果如图 9 所示, 图 9(a) 对应的是漏感为  $5.2 \mu\text{H}$  (耦合系数约为 0.99) 时的仿真结果, 与图 3(c) 的实验波形吻合较好, 图 9(b) 和图 9(c) 对应的则是通过增大漏感, 减小耦合系数后的仿真结果。可以看出, 漏感对于同步效果的影响很大, 随着漏感的变大, 同步效果会迅速下降。耦合系数达到 0.98 以上时就有比较明显的同步效果, 对于磁导率较高的非晶磁芯, 很容易就能达到这样的耦合系数。

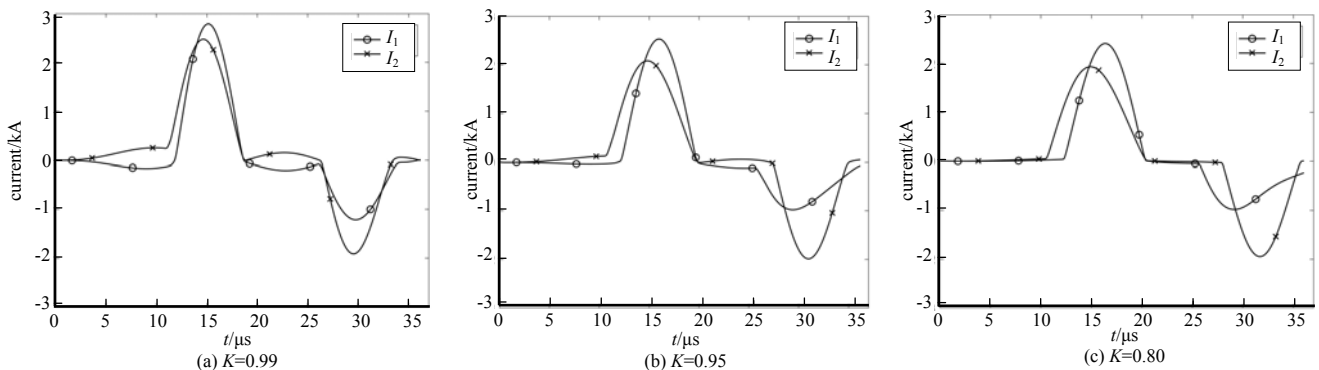


Fig.9 Simulation outputs obtained under different coupling coefficients  
图 9 不同耦合系数下的仿真结果

## 4 结论

基于磁耦合技术的两路磁开关同步运行实验结果, 证实了磁耦合确实能减少因回路参数不一致所导致的磁开关导通时间的差距, 并使不同回路所产生的磁脉冲波形趋于一致。基于变压器工作原理, 本文还对磁耦合同步的一般机理进行了分析, 提出了针对实验结果的合理解释。为重现实验结果, 本文依据可饱和变压器的实际磁路结构, 提出了一种改进型回转器—电容模型, 该模型为进一步开展在不同实验条件下磁耦合效果的仿真分析奠定了良好基础。下一步还将继续开展在重频条件下的磁开关耦合同步研究。

## 参考文献：

- [ 1 ] REALE D V,BRAGG J W B,GONSALVES N R,et al. Bias-field controlled phasing and power combination of gyromagnetic nonlinear transmission lines[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2014,85(5):054706.
- [ 2 ] SHPAK V G,SHUNAILOV S A,YALANDIN M I. Investigations of compact high-current accelerators RADAN-303 synchronization with nanosecond accuracy[C]// *The Tenth IEEE International Pulsed Power Conference*. Albuquerque,NM, USA:IEEE, 1995:544-548.
- [ 3 ] LIU Z,YAN K,PEMEN A J M,et al. Synchronization of multiple spark-gap switches by a transmission line transformer[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2005,76(11):113507-1-4.
- [ 4 ] XU Y,YUAN Y,DING H,et al. Voltage synchronization scheme and control strategy for 50 T flat-top pulsed magnetic field power system[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2014,24(3):1-5.
- [ 5 ] LIU J,FAN X,ZHANG Y. Nanosecond-range multi-pulses synchronization based on magnetic switch and saturable pulse transformer[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2012,83(12):690-703.
- [ 6 ] RIM G H,MIN B D,PAVLOV E,et al. Repetitive nanosecond all-solid-state pulse generator using magnetic switch and SOS diodes[C]// *2005 IEEE Pulsed Power Conference*. Monterey,CA,USA:IEEE, 2005:1069-1072.
- [ 7 ] GAO J,YANG H,LI S,et al. Investigation on a high power, low impedance, and long pulse generator based on magnetic switches[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2014,42(4):988-992.
- [ 8 ] ZHANG D,ZHOU Y,WANG J,et al. A compact, high repetition-rate, nanosecond pulse generator based on magnetic pulse compression system[J]. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2011,18(4):1151-1157.
- [ 9 ] 周林,李正宏,梁川,等. 基于 LTD 技术 900 kA 的 Z 箍缩驱动器设计[J]. *太赫兹科学与电子信息学报*, 2017,15(3):513-517. (ZHOU Lin,LI Zhenghong,LIANG Chuan,et al. Design of a 900 kA LTD accelerator for wire-array Z-pinch experiments[J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology*, 2017,15(3):513-517.)
- [ 10 ] 高景明,杨汉武,李嵩,等. 固态化高功率长脉冲驱动源重频特性[J]. *强激光与粒子束*, 2016,28(2):149-154. (GAO Jingming,YANG Hanwu,LI Song,et al. Repetitive characteristics of solid state high power long pulse generator[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2016,28(2):149-154.)
- [ 11 ] HITCHCOCK R N. Variable magnetic switch design and control in repetitive systems[C]// *Twentieth Conference Record on Power Modulator Symposium*. Myrtle Beach,SC,USA:IEEE, 1992:201-204.
- [ 12 ] NEWTON M A,WATSON J A. Timing and voltage control of magnetic modulators on ETA II[C]// *7th Pulsed Power Conference*. Monterey,CA,USA:IEEE, 1989:175-177.
- [ 13 ] BARRETT D M. Core reset considerations in magnetic pulse compression networks[C]// *The Tenth IEEE International Pulsed Power Conference*. Albuquerque,NM,USA:IEEE, 1995:1160-1165.
- [ 14 ] FAN X,LIU J. Research on automatic reset mechanism of magnetic switch based on saturable pulse transformer[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2013,41(6):1664-1669.
- [ 15 ] REED K W,KIEKEL P D. Synchronization of multiple magnetically switched modules to power linear induction adder accelerators[C]// *Proceedings of 1996 International Power Modulator Symposium*. Boca Raton,FL,USA:IEEE, 1996:205-208.
- [ 16 ] HAMILL D C. Lumped equivalent circuits of magnetic components: the gyrator-capacitor approach[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1993,8(2):97-103.
- [ 17 ] HAMILL D C. Gyrator-capacitor modeling:a better way of understanding magnetic components[C]// *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Orlando,FL,USA:IEEE, 1994:326-332.