

一种用于 FAN6961 控制的高效单级 LED 驱动电源

A High Efficiency Single Class LED Drive Power Supply Controlled With FAN6961

卞谐 供稿

摘要：100W 以下的小功率交流电源有着广泛的应用需求且数量巨大。这类小功率电源的性能，需要兼顾输入谐波电流、功率因数、系统效能等多项参数。目前，常见采用临界模式 (Boundary Mode) 的 AC/DC 单级反激式的电源拓扑作为小功率直流电源解决方案。因为它们具有高的转换效率，故在高端小电源供应市场中常见，尤其在 LED 照明驱动方面极具优势。本文主要介绍小功率 (<100W) 单级 AC/DC 变换器的工作原理，分析其正弦调制原理以及获得高功率因数、高效率的原因，讨论了变换器的功能和优点，同时设计了一款用仙童 FAN6961 芯片控制的 48V 输出、75W 的 LED 驱动电源。实践证明，这种电源设计合理、性能稳定、可靠性高，能够有效提高能效和功率因数，避免了建筑物内高次谐波电流造成电源环境污染。

关键词：LED 驱动电源，谐波电流，功率因数，能效，电源环境污染

中图分类号：TN86 文献标识码：B 文章编号：1606-7517(2014)02-5-141

1 引言

随着全球性的石油、煤碳等燃料资源的日益短缺，各个国家都在从节能和寻求可再生的新能源等多方面措施解决能源危机，如新能源方面的风能、太阳能、生物能等；减少占有能源消耗很大比例的照明消费，如发展 LED 产业，布局 LED 照明体系（路灯、隧道灯、球泡灯、无极灯等）；提倡使用低能耗、高效率的电源产品及其器件等。本文即以 LED 照明的核心即 LED 驱动电源的能效、功率因数、可靠性等性能为重点，探讨其关键技术。

目前，我们中国以推荐性标准《GB/T24825-2009 LED 模块用直流或交流电子控制装置性能要求》规定：达到能效 I 级的隔离输出式 LED 模块控制装置，其电源效率应不小于 88% (P>25W)；电源产品电磁干扰 (EMI) 性能则应符合国家强制性标准 GB17625.1-2003/IEC61000-3-2:2001《电磁兼容谐波电流发射限值》和 GB17743-2007《电气照明和类似设备的无线电骚扰特性的限值和测量方法》的相关要求。而美国能之星照明规范中规定，商用照明灯具的功率因数必须大于 0.9。

LED 光源与其它光源的根本区别是 LED 光源需要有驱

动电源，而且，驱动电源的性能直接关系到 LED 光源的性能。所以，设计出一些具有高功率因数、低谐波电流的高效 LED 驱动电源很有意义，广受电源厂商的关注。

本文设计了一种采用功率因数校正 (PFC) 电路、临界模式的 AC/DC 单级反激式电源拓扑，通过优化设定有关参数，可以在兼顾电源品质和产品成本的前提下，有效地提高能效、避免建筑物内高次谐波电流造成的电源环境污染。

2 单级 AC/DC 变换器的拓扑结构及原理

单级 AC/DC 变换器的系统原理框图如图 1 所示，是采

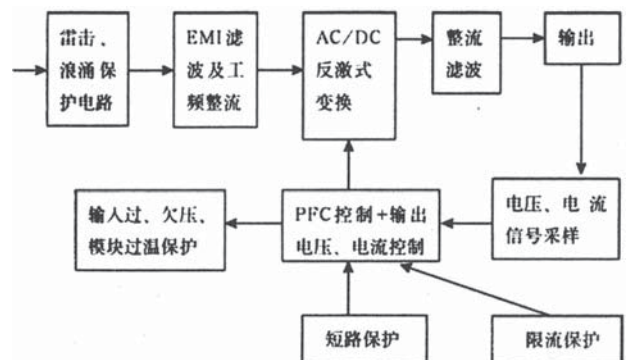


图 1 AC/DC 反激式变换器原理框图

用临界电流模式控制的 Flyback 变换电路。其工作原理为：开关管 MOS 驱动反激式储能隔离变压器 T，MOS 导通时，变压器 T 储能，MOS 关断时，变压器 T 的次级绕组通过续流二极管释放能量。控制 MOS 的导通、关断时间规律，可以实现输入电流波形和输出直流电压或电流的稳定控制，以保障输入电流的正弦波形规律化和输出直流特性的稳定性。

单级 AC/DC 变换器的电路拓扑如图 2 所示。在图 2 中， L_m 为变压器初级的励磁电感， L_r 为漏电感，初级电感 $L_p=L_m+L_r$ ，次级电感为 L_s 。

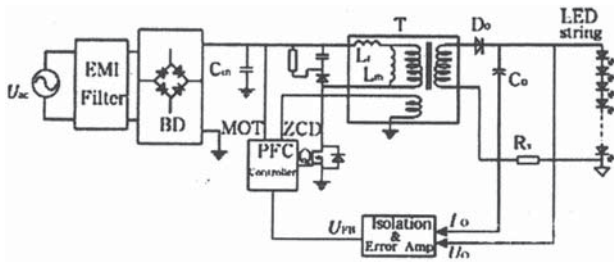


图 2 单级 AC/DC 变换器电路拓扑图

2.1 SPWM 调制原理

如图 2 所示，“市电”经过全波整流，以市电半个周期波形图分析，则正弦调制原理分析如图 3 所示： I_Q 为 MOS 管在某一时刻的导通电流， $I_{Q(\sin)-pk}$ 是 MOS 管的峰值电流， I_D 为次级二极管在 MOS 管关闭时刻的续流， $I_{D(\sin)-pk}$ 是二极管的峰值电流。

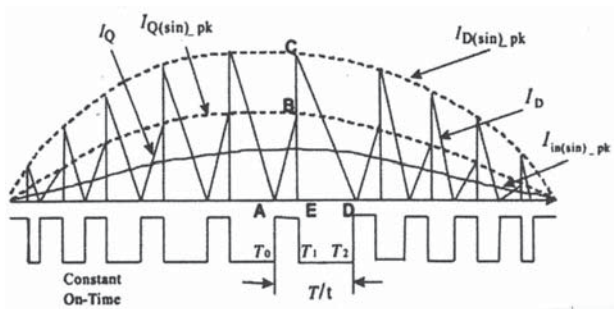


图 3 正弦 PWM 调制图

在调制波形示意图中，采用电感电流回零后允许导通下一个驱动脉冲工作方式，以保证每个开关周期里 $T=T_{on}+T_{off}$ ，如调制图 3，设市电输入的正弦波电压为：

$$U_{in}(t) = U_{in-pk} \sin \omega t \quad (1)$$

现把市电输入电压离散化，并设第 N 点时如图 3 中所示的 $\triangle ABE$ ，MOS 导通，电压与电感励磁电流的关系式则为：

$$U_{in}(t_N) = U_{in-pk-N} = L_p \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_p \frac{I_{Q(\sin)-pk-N}}{T_{ON-N}} \quad (2)$$

则：

$$T_{ON-N} = L_p \frac{I_{Q(\sin)-pk-N}}{U_{in-pk-N}} \quad (3)$$

若 N 足够大时，则电流、电压等效为连续：

$$U_{in}(t_N) = U_{in-pk} \sin \omega t = L_p \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_p \frac{I_{Q(t)}}{T_{ON-N}} \quad (4)$$

可得到：

$$I_{Q(t)} = \frac{U_{in-pk} \sin \omega t \cdot T_{ON-N}}{L_p} \quad (5)$$

由上式可得：

$$I_{Q(t)} = \frac{U_{in-pk} \sin \omega t \cdot T_{ON-N}}{L_p} = I_{Q(\sin)-pk} \sin \omega t \quad (6)$$

其中：

$$I_{Q(\sin)-pk} = \frac{U_{in-pk} T_{ON-N}}{L_p} \quad (7)$$

假设导通时间为常数： $T_{ON-N} = \text{常数}$ ，则上述 MOS 导通电流各点峰值 $I_{Q(\sin)-pk}$ 组成的包络就形成了正弦规律。

次级二极管瞬时峰值电流为 $I_D(t)$ ，根据励磁电流引起的磁通不能突变原则可知：

$I_D(t) = n I_Q(t) = n I_Q(t) = n I_Q \cdot \sin \omega t$ ，且等式 $L_p = n^2 L_s$ 成立，其中的参数 n 为变压器的初、次级匝数比。

根据变压器伏秒平衡原则，绕组次级的伏秒规则如下：

$$T_{OFF} = L_s \frac{I_{D-pk} \sin \omega t}{U_o + U_F} = \frac{L_p}{n^2} \frac{n I_{Q-pk} \sin \omega t}{U_o + U_F} \quad (8)$$

式中， U_o 是输出直流电压， U_F 是整流二极管正向导通压降。根据： $T = T_{ON} + T_{OFF}$ ，设在第 N 点对 $I_{Q(\sin)-pk-N}$ 积分，可得到其平均值。

在图 3 的三角形 $\triangle CED$ 中：

$$I_{Q(\sin)-\Delta F}(N) = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{I_{Q(\sin)-pk-N}}{T_{ON}} t_n dt_n = \frac{I_{Q(\sin)-pk-N}}{2T} T_{ON} \quad (9)$$

则市电输入电流：

$$I_{in}(t) = I_{Q(\sin)-\Delta F}(t) \quad (10)$$

由以上几个等式可以得到：

$$I_{in}(t) = \frac{I_{Q(\sin)-pk} \sin \omega t}{2 \left[1 + \frac{U_{in-pk}}{n(U_o + U_F)} \sin \omega t \right]} \quad (11)$$

设 $U_R = n(U_o + U_F)$ 并定义 U_R 为反射电压。又设定电压反射比为：

$$R_{Vr} = \frac{U_{in-pk}}{U_R} \quad (12)$$

则可得到输入电流的表达式：

$$I_{in}(t) = \frac{I_{Q(\sin)-pk} \sin \omega t}{2(1 + R_{Vr} \sin \omega t)} \quad (13)$$

由以上输入电流表达式可见，在开关管按恒定导通时，输入电流也不是纯净正弦波，失真度 THDI 与 R_{Vr} 密切相关，

即 THDI 取决于输出直流电压和初次级匝数比 $n(n=N_1/N_2)$ 等。

根据以上表达式绘制的输入电流正弦波特性与 R_{vr} 的关系仿真见图 4 所示。由图 4 的正弦电流仿真图可见： R_{vr} 的数值越小时，输入电流就越呈正弦状，失真度就越小；反之则正弦特性就越差。

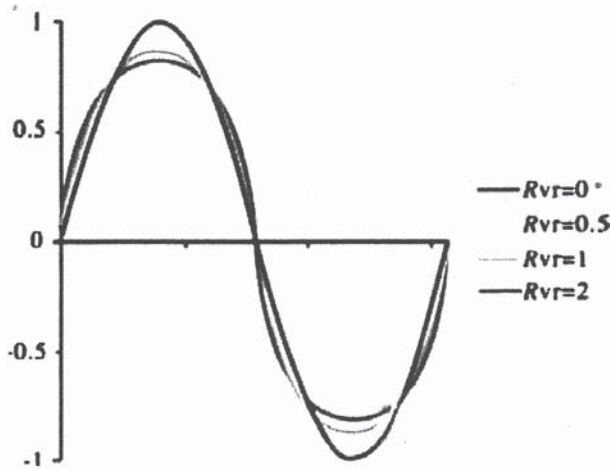


图 4 正弦电流仿真图

2.2 高功率因数输入器件优化的选择原则

设定输入电压为纯净的正弦波，则输入功率因数和谐波电流的关系式由下式表达：

$$PF = \frac{U_1 I_1}{U_1 \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_N^2}} \cos \theta \quad (14)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + THDI^2}} \cos \theta$$

式中， θ 为基波电压与基波电流的相角差。在此，可设 $\cos \theta = 1$ ，将关系式 (14) 按不同的 R_{vr} 值仿真，并把 PF 值和 THDI 值绘图如图 5、图 6 所示的关系图。由该关系图可见， R_{vr} 值越小，对功率因数和谐波电流越有利。但是，从系统的性价比看， R_{vr} 并不是越小越好，其原因可以由电流表达式作出解释， R_{vr} 小，则意味着反射电压 U_r 高，匝数

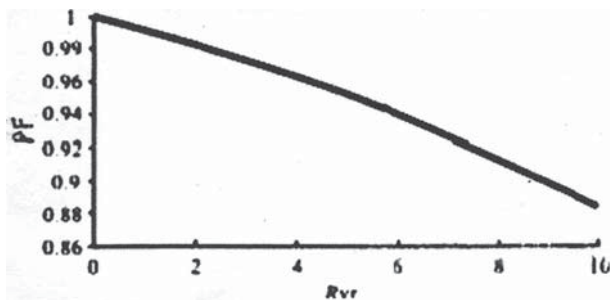


图 5 功率因数(PF)仿真曲线图

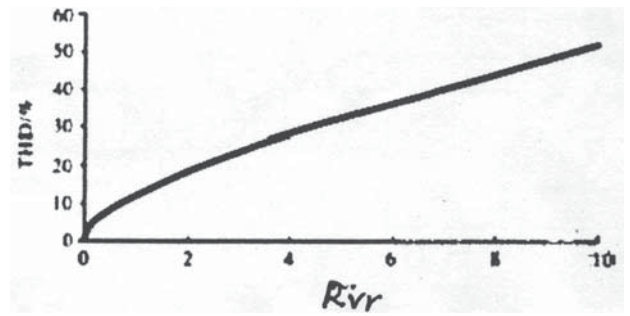


图 6 谐波失真度仿真曲线图

比 N 就要求大，也就是说，MOS 关断所承受的反峰电压就高，而相对于二极管 D，反向电压值要求反而小；反之，若 R_{vr} 值过大，则 PF 值和 THDI 值就差。但是，对 MOS 电压要求低，那么对二极管的耐压则相对要求较高。过度要求 R_{vr} 值，对系统的安全和器件的优选都是不利的，所以，要从优化系统性能和降低成本的角度出发去选择 N 值。图 7 是从一个设计案例得到的 MOS 关断电压、二极管反向电压、匝数比 N 三者之间存在直接关联的仿真图（该设计的交流输入之最高电压 265V，直流输出电压 50V）。如图 7 所示，按照器件的最佳性价比，推荐器件的优选区域和变压器的匝数比为图中阴影部分为比较适宜的参数。

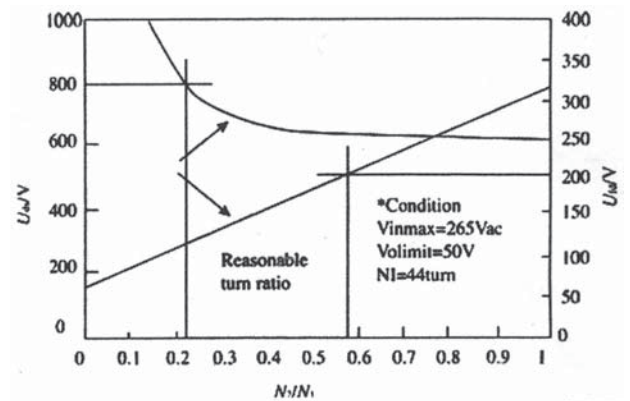


图 7 功率器件参数选择图

3 单级 AC/DC 变换器的主要参数设计

在单级 AC/DC 变换器设计中，对储能电感、变压器及磁心气隙长度等参数的选择将直接影响到驱动电源的工作性能。在此，将通过理论计算和经验判断相结合的方法，求解得出它们的合适参数。

3.1 储能电感值 L_p 的确定

将变换器的最低工作频率取 50kHz，最大导通时间取

10 μs, 则:

$$I_{Q(\sin)-pk} = \frac{2}{D} I_{in(\sin)-pk} \quad (15)$$

$$D = D_{@I_{in(max)-pk}} \quad (16)$$

$$U_T = L_m \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_m \frac{I_{Q(max)-pk} f_{s(min)}}{D_{@I_{in(max)-pk}}} \quad (17)$$

$$L_p \geq \frac{D^2 U_{in(min)}}{2 I_{in(max)-pk} f_{s(min)}} \quad (18)$$

$$L_p = \frac{0.65^2 \times 150}{2 \times 0.81 \times 50 \times 10^3} = 750 \times 10^{-6} \mu\text{H}$$

3.2 变压器规格参数

DC/DC 变换器单级反激式变压器的功率容量乘积的表达式为:

$$A_p = A_c A_Q = \frac{P \times 10^8}{2 f \Delta B \delta K_m} (\text{cm}^4) \quad (19)$$

或者表述为:

$$A_p = \frac{2 P \Delta T \times 10^8}{\Delta B \delta K_m} (\text{cm}^4) \quad (20)$$

式中, P 为输入功率 (单位 W); f 工作频率 (单位 Hz); ΔB 为工作磁通密度 (单位 GS); K_m 为磁心窗口填充系统; δ 为电流密度 (单位 A/cm²); ΔT 为开关管的导通时间 (单位 s)。

理论计算得出 AP 值后, 还要增加相应的余量才能作为正确合适的设计取值, 在此, 经验判断将起重要的作用。磁性材料供应厂商在这些方面有非常好的经验数据, 因此, 选择变压器的规格参数只要在设计时确定电路参数如工作频率、功率等以后, 即可以在变压器磁心供应厂商那里方便迅速地从其推荐的数据表中选择到所需要的磁心型号。本文设计的产品为: 输出功率 75W, 最低工作频率 65kHz, 根据 TDK 公司的产品规格书, 可以选出的磁心为 PQ3230。

3.3 磁心气隙的确定

磁心气隙的长度 L_g 根据如下储能公式确定:

$$\frac{1}{2} L_p I_{max-pk}^2 = \frac{1}{2} B_m H V = \frac{1}{2} B_m H A_c L_g \quad (21)$$

$$B_m = 4 \pi \mu_0 H \times 10^8 \quad (22)$$

式中, A_c 为 170mm², B_m 取 1.950GS, 则可计算得到 L_g 为 0.35mm, 但在实际设计中会产生 10% 的误差, 可以按实际要求进行修正。

3.4 根据气隙长度 L_g 确定变压器的 AL 值

由于磁心规格和气隙长度 L_g 已经确定, 可以通过给磁心绕一定的线圈匝数来确定 AL 值。

3.5 确定初级绕组匝数 n_p

根据 $L_m = ALn^2$ 来设计计算, 取 $n_p = 55$ 匝

3.6 根据允许的纹波电压, 计算确定输出滤波的电容 C_o

$$C_o \geq \frac{I_{omax}}{2 \pi f_i \Delta U_{om}} = \frac{1.5}{2 \times 3.14 \times 50 \times 1.6} \approx 3000 \mu\text{F} \quad (23)$$

本设计取 $C_o = 3000 \mu\text{F}/100\text{V}$

3.7 匝数比 N 的取值

根据以上仿真图及经验数据, 并综合考虑功率器件的特性尤其是系统的性能指标之性价比, 在本设计个案中, R_{Vr} 可以取值 2。根据反射电压公式得到匝数比 N 值为 2。在 R_{Vr} 确定后, 查曲线可以得到 PF 值大约为 0.95, 而 THDI \leq 20%。这对于小功率的直流电源而言已是很好的指标。

3.8 功率开关器件 MOS 与二极管 D 的选择

当匝数比 N , 漏感和输出电压确定后, 由反射电压、漏抗引起的反峰电压就能确定, 为此, MOS 和二极管 D 等要求的耐压值即可容易地计算出来。根据电源功率的规格范围, 就可容易地计算出 MOS 和二极管的电流值。在本设计案例中, MOS 的电压被要求等于: 输入市电的峰值电压 + 反射电压 + 漏感引起的反向电压, 本案取值为 11A, 800V, MOS 型号选 SDA11NSOC3、二极管 D 选 20A, 200V, D 的型号选 MBR20200CTG。

4 实验验证

按照以上所述参数设计的 LED 驱动电源, 经小批量试验和批量生产的检验, 其性能稳定, 可靠性好。其典型的试验测试波形如图 8 所示, THDI=16.9%, 实测的 PF=0.967。由于采用 BCM 模式, 检测出现了电流纹波, 但其对电源的综合性能影响不大, 该产品的各项技术指标都优于相关国家标准的要求。例如, 其中电源效率大于 90%。达到能效 I 级标准; 功率因数大于 0.95, 符合“能源之星”规范的限值要求; 谐波电流符合我国强制性标准 GB17625.1-2003/ 及 IEC61000-3-2:2001 的限值要求; 传导干扰和辐射干扰符合我国强制性标准 GB17743-2007 限值要求。

5 小结

高性价比、高效率的 LED 技术及 LED 照明正日新月异

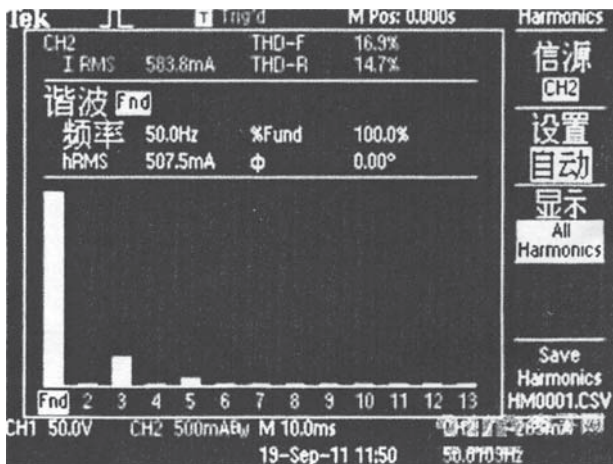


图 8 典型的测试波形

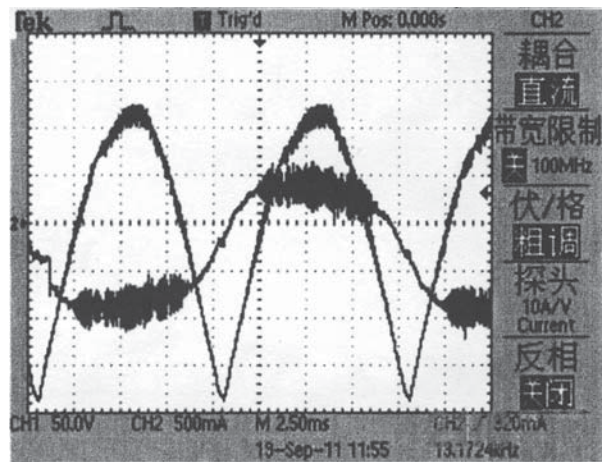


图 9 市电（全桥整流后）与输入电流

异地快速发展。LED 照明工程需要综合考虑系统效能、功率因数、谐波电流等多种因素的影响，这就要求选择合适的 LED 驱动电源解决方案。本文提出的采用临界模式 (boundary mode) 之 AC/DC 变换单级反激式电源拓扑，通过理论分析计算和经验分析确定合理的变换参数，设计了一款符合高功率因数、低谐波电流、高效率的 LED 驱动电源。这种 LED 驱动电源同时还具有主开关 MOS 管实现低电压零

电流导通、整流二极管 D 实现零电源关断并避开其负面的反向恢复特性，可以显著提高其工作效率、降低损耗和减小系统电磁干扰。通过实验验证和批量生产与使用证明，本方案的产品设计合理、产品性能稳定、可靠性好，有效提高了能效、避免了建筑物内高次谐波电流造成电源环境污染，适合用作 LED 照明驱动电源。

(摘编自 21ic.com)

上接132页

[25] L. Domínguez, V. Zhukova, A. Zhukov, B. Hernando, and J. González. Induced Giant Magnetoimpedance Effect by Current Annealing in Ultra Thin Co-Based Amorphous Ribbons[J]. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, 2013, 49(3):1009-1012

[26] A. Ruiz, D. Mukherjee, J. Devkota, M. Hordagoda, S. Witanachchi, P. Mukherjee, H. Srikanth, and M. H. Phan. Enhanced giant magneto-impedance effect in soft ferromagnetic amorphous ribbons with pulsed laser deposition of cobalt ferrite[J]. JOURNAL OF APPLIED PHYSICS. 2013, 113(17A323)

[26] E. Fernández, A.V.Svalov, G. V. Kurlyandskaya, and A. García-Arribas. GMI in Nanostructured FeNi/Ti Multilayers With Different Thicknesses of the Magnetic Layers[J]. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. 2013, 49(1):18-21

[27] I. Giouroudi, H. Hauser, L. Musiejovsky, J. Steurer. Development of amorphous thin film meander trilayers and investigation of GMI effect[J]. IEEE. 2004

[28] Morikawa T., Nishibe Y., Yamadera H, et al. Enhancement of giant magneto-impedance in layered film by insulator separation. IEEE Trans. Magn., 1996, 32:4965-4967