

MRI低噪声前置放大器设计研究

曹学明, 俎栋林*, 赵旭娜, 范阳, 高家红

北京大学物理学院重离子所医学物理和工程北京市重点实验室, 北京 100871 * E-mail: dlzu@pku.edu.cn

收稿日期: 2010-11-14; 接受日期: 2011-02-21 国家自然科学基金资助项目(批准号: 60871001)

摘要 本文研究、设计了一个可用于 MRI 的低噪声前置放大器. 提出了一个 3 元件的噪声匹配网络方案, 用以变换 50 Ω信号源阻抗为 FET 的最佳源阻抗, 以使前置放大器的噪声系数达到最小, 并具有可观的增益. 实验证明前置放大器输入端在阻抗匹配条件下可获得最大增益但噪声系数不小. 用砷化镓场效应管(AsGa-FET)ATF33143 作为放大管制作的单级低噪声前置放大器在 128 MHz(3 T)频率上用网络分析仪(HP8712C)测量增益可以达到 25 dB, 用噪声系数分析仪(8970B)测量的噪声系数为 0.43 dB.

关键词 MRI 噪声系数 前置放大器 噪声匹配网络 源阻抗

众所周知,核磁共振成像(MRI)信号是微伏量级 的信号, 即接收线圈得到的信号相当微弱, 必须经过 几个量级的放大后才能进行正交相敏检波[1]、正交数 字化采集^[2]等处理. 对于 MRI 来说, 信噪比 SNR 是一 个永恒的研究课题. 根据 NMR 信噪比公式[3, 4],有多 个提高 SNR 的途径, 比如把主磁场 B_0 翻番, SNR 可以 提高到 2~2.8 倍, 取决于生理噪声是否居支配地位; 使用正交解调比非正交解调 SNR 可提高到 1.4 倍. 上 述 SNR 都是指本征信噪比,即由接收线圈得到的信 噪比, 任何一点提高都要付出很大的代价, 因此本征 信噪比是极其宝贵的. NMR 信号由接收线圈获得, 在接下来的放大过程中, 信噪比总是会不同程度地 降低. 也就是说, 每一级放大器都要增加一些额外的 噪声, 使得最后的图像信噪比总是低于本征信噪比. 为了减缓 SNR 变坏的程度, 前人研究结果表明: 每一 级放大器带入信号中的噪声并不是平均分配的. 定 义放大器噪声系数为 $N_{\rm F} = \frac{(S/N)_{\rm in}}{(S/N)_{\rm out}}$. $N_{\rm F}$ 是一个大于 1 的数. 多级放大器级联时, 总噪声系数 N_F , 即首级输入信噪比, 与末级输出信噪比有如下关系[4]:

$$N_{\rm F}^2 = N_{\rm fl}^2 + \frac{N_{\rm f2}^2}{G_{\rm l}^2} + \frac{N_{\rm f3}^2}{G_{\rm l}^2 \cdot G_{\rm r}^2} + \dots, \tag{1}$$

式中 $N_{\rm fi}$, $G_{\rm l}$ 分别是第 1 级放大器的噪声系数和增益,依次类推. 可见头一级放大器的噪声系数占据了绝对的支配地位. 只要把第 1 级放大器的噪声系数做得足够低,增益足够高,不但其后面级联放大器贡献的噪声完全不必考虑,还能保证最终可用信号的信噪比不比本征 SNR 降低很多. 这个第 1 级放大器通常被称谓"低噪声前置放大器". 如果这一级噪声系数为0.5 dB,增益 25 dB,则通过这一级放大器后信噪比仅下降 5.6%,第二级放大器噪声系数的贡献也可以忽略. 如果这一级 $N_{\rm F}$ =6 dB,则信噪比损失将达到50%. 这就意味着将主磁场 $B_{\rm 0}$ 从 1.5 T 升到 3.0 T 的巨大努力等于白费.

MRI 低噪声前置放大器的设计是一项专门技术, 对它提出了不同于其他放大器的要求. 就空间位置

英文版发表信息: Cao X M, Zu D L, Zhao X N, et al. The design of a low-noise preamplifier for MRI. Sci China Tech Sci, 2011, 54: 1766–1770, doi: 10.1007/s11431-011-4379-z

来说, 它紧邻射频(RF)接收线圈或发射/接收两用线 圈. 如果把线圈接收到的 NMR 信号直接经过长电缆 从磁体室引出到射频室的放大器, 会引起相当大的 衰减,产生信噪比的严重损失. 因此通常是把线圈接 收到的微弱信号先通过低噪声前置放大器放大一定 倍数后, 再经长电缆线传输到后续级联的放大器进 一步放大,一般说,低噪声前置放大器在保证一定放 大倍数的前提下一定要有很低的噪声系数(≤0.5 dB). 除此以外, 根据特定的条件对低噪声前置放大器还 有某些特定的要求. 例如对于相位阵列接收线圈、并 行采集系统, 常把低噪声前置放大器置于各线圈内, 没有 50 Ω的电缆传输, 不需要考虑 50 Ω的阻抗匹配, 可直接考虑噪声匹配. 有时, 考虑到阵列线圈中间隔 线圈之间的退耦(也叫去耦), Roemer 等人[5]把低噪声前 置放大器的输入阻抗做得很低(5 Ω以内). Revkowski 等人[6]设计了 4 元件噪声匹配网络故意失配源阻抗和 前置放大器输入阻抗以进行相位阵列中线圈之间的 退耦. 另外, 也有用电容退耦机制和 50 Ω接收机建 立并行采集最佳阵列方案[7].

MRI 早期,曾考虑为了使线圈接收到的信号在低噪声前置放大器处的反射损失最小,以得到较大的放大倍数,前置放大器的输入电路采用阻抗匹配的设计方法^[3],这样就势必增大了噪声系数. 有些特殊场合可以通过降低前置放大器的温度来降低前置放大器的噪声系数^[8]. S 参数和噪声参数的计算测量对设计高质量前置放大器是必不可少的^[9],然而场效应晶体管的 datasheet 中给出的 S 参数数据几乎全部都是在很高频率段下测量的,根本不覆盖磁共振系统所需要的工作频段. 这给设计 MRI 前放造成极大的不便.

本文设计的 MRI 低噪声前置放大器,由于将用于 3 T 系统上一个发射/接收(T/R)两用线圈,线圈需要先匹配到 50 Ω电缆以便接收 RF 功率,射频通路经过 RF 开关转换发射/接收两种状态. 因此,这就限定了前置放大器的信号源阻抗是 50 Ω. 考虑只用一级FET 进行放大,噪声系数尽可能低,但需兼顾一定的增益,以使第二级放大器的噪声可完全忽略.

1 低噪声前置放大器电路设计

MRI 低噪声前置放大器是一个小信号模拟放大器,其电路原理方框图如图 1 所示. 主要由输入级噪

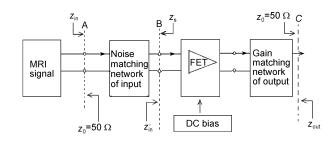


图 1 低噪声前置放大器的结构框图

声匹配网络、放大管和输出级增益匹配网络组成. 对于放大器,根据低噪声要求和市场调查,砷化镓场效应管(AsGa-FET)是噪声最低的有源器件,当为首选.而砷化镓场效应管产品型号很多,基本都是用于微波波段(1~100 GHz)的器件,MRI 工作波段(10~400 MHz)虽然也是最佳可选器件,但是很遗憾,几乎完全没有这个频段的数据. 本文试验了两种型号,工作在128 MHz 时型号 ATF33143 结果更优越一些,它是低噪声前置放大器的核心元件. 根据该产品数据手册(datasheet)^[10],考虑使噪声系数尽可能低,但又需兼顾一定增益和热稳定性,本文选择的直流偏置条件为 $V_{GS}=-0.48$ V, $V_{DS}=2.13$ V, $I_{DS}=44$ mA. 根据ATF33143 的 Datasheet 给出的各频段噪声参数^[10],外推求得在 128 MHz 下的噪声参数,作为设计噪声匹配网络的依据.

1.1 FET 的偏置和匹配网络

场效应晶体管 ATF33143 的输入级匹配网络可 以是增益匹配网络, 也可以是噪声匹配网络, 但不可 能同时兼是二者. 当然可以同时兼顾二者, 但那叫折 衷. 因此可以把放大管输入级阻抗变换为 $Z_{in}=50~\Omega$, 与线圈要求的 50 Ω电缆传输线相匹配(图 1), 以获取 最大增益. 也可以把信号源阻抗 50 Ω变换为放大管 的最佳源阻抗 Z₆(图 1), 以获取最佳噪声特性. 一般 来说, MRI 前放的输入级要求是后者, 因此叫噪声匹 配网络. 这类匹配网络并不唯一, 可以用 3 个分立元 件构成也可以用 4 个分立元件[6]构成、然而 2 个元件 似乎太少, 难以达到目的. 本文采用了 2 个电容和 1 个电感共 3 个元件构成输入匹配网络, 如图 2 所示. 这样电感 L_1 兼起直流接地、电容 C_1 兼起隔直流作用, 它们与源极电阻 R_e 一起实现对放大管的直流偏置, r为电感 L_1 的趋肤电阻, C_3 起高频旁路作用.放大管输 出网络为增益匹配网络, 由 L3, C4, L2 和 C5 组成, 把

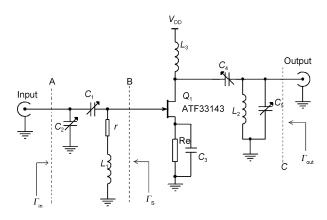


图 2 低噪声前置放大器偏置电路和匹配网络

放大管输出阻抗匹配到 50 Ω , 由 50 Ω 长电缆引出磁体室到后续放大器.

1.2 噪声和增益考虑

一般说 FET 管的输入阻抗 Z'_{in} 很高,在 $10 \, \mathrm{M}\Omega$ 量级,直接匹配其输入阻抗是困难的. 然而通过上述一个三元件输入网络如图 $2 \, \mathrm{fm}$ 不令该网络输入阻抗等于 $50 \, \Omega$,与线圈信号 $50 \, \Omega$ 输出电缆相匹配是不难做到的. 直流偏置保持为 $V_{\mathrm{DS}} = 2.13 \, \mathrm{V}$, $I_{\mathrm{DS}} = 44 \, \mathrm{mA}$ 不变. 用网络分析仪(HP8712C)进行测量,在 $128 \, \mathrm{MHz}$ 时调节可变电容 C_1 和 C_2 ,观察低噪声前置放大器增益随之变化的情况. 当增益取到最大值 $37 \, \mathrm{dB}$ 时,通过Smith 圆图可以看到此时输入网络的输入阻抗 Z_{in} 匹配到了 $50 \, \Omega$. 此时测量输入网络反射系数(图 2),结果是 $\Gamma_{\mathrm{in}} = 0$,满足关系式 $G_{\mathrm{in}} = (Z_{\mathrm{in}} - 50) / (Z_{\mathrm{in}} + 50)$. 然而噪声系数却为 $1.74 \, \mathrm{dB}$,远离理想值. 理论上讲,增益最大和噪声最小也是不可能同时达到的. 理论上前置放大器的增益可以表示为[11]

$$A = A_0 (1 - \left| \Gamma_{\rm in} \right|^2), \tag{2}$$

放大器噪声系数 N_F由下式[10,11]确定:

$$N_{\rm F} = (N_{\rm F})_{\rm min} + \frac{4R_{\rm n}}{Z_0} \frac{\left| \Gamma_{\rm s} - \Gamma_{\rm opt} \right|^2}{\left(\left| 1 + \Gamma_{\rm opt} \right|^2 \right) \left(1 - \left| \Gamma_{\rm s} \right|^2 \right)}, \qquad (3)$$

式中 R_n 为放大管等效噪声电阻, Z_0 为电缆阻抗 50 Ω , Γ_s 为放大管的源反射系数如图 2 所示. Γ_{opt} 是放大管的最佳源反射系数. 当源反射系数 Γ_s 等于放大管所要求的最佳源反射系数 Γ_{opt} 时,放大器具有最小噪声系数 $(N_F)_{min}$. 输入网络的作用就是把线圈信号源阻抗50 Ω 变换为放大管要求的最佳源阻抗 Z_s (图 1). 厂商

在 ATF33143 管的数据手册中给出了 500 MHz~10 GHz 频率范围内 $N_{\rm F}$ min, $R_{\rm n}$ /50 和 Γ opt 的测量值,本文外推到 128 MHz 得到一套数据,作为参考.以求配置到最佳 $\Gamma_{\rm S}$ (图 2).最佳源反射系数 Γ opt 与这个噪声匹配网络的 $Z_{\rm S}$ 的最佳值 $Z_{\rm opt}$ 有关,而 $Z_{\rm S}$ 由电容 C_1 , C_2 和电感 L_1 确定

$$Z_{s} = ((50 \parallel Z_{C_{2}}) + Z_{C_{1}}) \parallel (r + Z_{L_{1}}), \tag{4}$$

式中
$$Z_{L_1} = j\omega L_1$$
, $Z_{C_1} = \frac{1}{j\omega C_1}$, $Z_{C_2} = \frac{1}{j\omega C_2}$, ||号表示并联.

倘若知道 C_1 , C_2 和 L_1 的值,可以计算出 Z_s ,然而手册中并未给出最佳值 Z_{opt} . 放大管的输入阻抗 Z'_{in} 在 datasheet 中也从来不给出. 因此无法运用 $\Gamma_s = (Z_s - Z'_{in})/(Z_s + Z'_{in})$ 计算 Γ_s . 手册中虽然给出了 Γ_s 的最佳值 Γ_{opt} ,然而直接测量 Γ_s 并不方便. 但借助于噪声系数仪,可通过调整电容 C_1 , C_2 和 L_1 使放大器噪声系数达到最小值 N_F min. 此时就意味着 $\Gamma_s \cong \Gamma_{opt}$. 如果此时前置放大器增益满足要求,那是最希望的. 如果增益不满足要求,就需要进行折衷,即适当牺牲噪声性能而提高增益,以使两者都满足要求.

2 电路调试及实验测量结果

设计完成的前置放大器电路如图 3 所示. 其中电感 L_3 、晶体管 Q_2 、稳压电源 7805 及周围电阻、电容构成 FET 放大管的直流供电电路. L_3 对高频起扼流作用, R_1 是 Q_2 的偏置电阻, Q_2 基极对地电容 C_6 经晶体管放大后容量增大许多倍,可以有效地滤除较高频率的纹波. 电容 C_7 ~ C_{10} 都是滤波电容,考虑到不同容量电容对频率的敏感性,故用不同容量的电容并联.二极管在外接电源极性反向的情况下可起保护作用.电路其他部分都与图 2 相同,通过多次调试确定了最终元件值. 电路焊接完成后装在一个小屏蔽盒内,进行了多次调试. 当输入网路取 C_1 =5.5 pF, C_2 =60 pF 和 L_1 =0.12 μ H 时,输出网络取 C_4 =70 pF, C_5 =30 pF 和 L_1 =0.1 μ H 时的增益最大,前已提及为 A_0 =37 dB. 然而此时的噪声系数却为 1.74 dB,显然不符合低噪声前置放大器的要求,而且稳定性也难以保证.

保持输出网络不变, 把 L_1 调整为 L_1 =0.15 μ H, 再 调整可变电容 C_1 和 C_2 , 观察噪声系数的变化. 结果 发现当 C_1 =15 pF, C_2 =10 pF 时, 前置放大器噪声系数 降低到 0.43 dB, 增益为 25 dB. 图 4(照片)显示的是

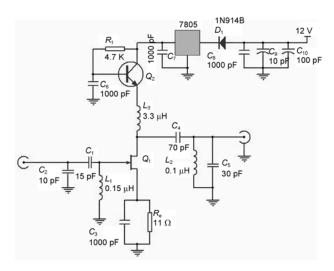


图 3 低噪声前置放大器的电路原理图



图 4 在屏蔽间内用 HP8970B 噪声系数仪测量自制前放 的增益和噪声系数的照片

用噪声系数仪(HP8970B)测量前置放大器在 128 MHz时增益和噪声系数的结果.实际上,对前置放大器在各种频率下的增益和噪声系数进行了系统的测量,结果显示在图 5 中. 图中显示噪声系数和增益随频率增大而几乎线性下降. 这是由场效应管的特性决定的. 这种管子更适合高频,就是指随频率增高其噪声系数越来越低. 前面已经提及,这类砷化镓 FET 管更适合用于微波波段, MRI 工作频段虽然可用,但在生产厂家提供的器件手册中没有这个波段的测量数据.

最后用网络分析仪测量前置放大器在 128 MHz 时 的 输 出 反 射 系 数 $|\Gamma_{\text{out}}|$ =0.15,输 入 反 射 系 数 $|\Gamma_{\text{in}}|$ =0.97.接近于 1 的 $|\Gamma_{\text{in}}|$ 说明 MRI 低噪声前置放大器输入匹配网络本质上是噪声匹配网络而不是阻抗匹配网络. $|\Gamma_{\text{out}}|$ =0 说明输出网络并没有达到完全匹配. 如果把 C_4 , C_5 重新换成可调电容,就可以把 Γ_{out} 调成 $|\Gamma_{\text{out}}|$ =0,以达到阻抗完全匹配,增益还会有所提高.

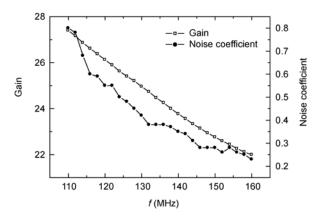


图 5 自制前放的增益和噪声系数随工作频率的变化趋势 圆点代表噪声系数: 方块代表增益

3 讨论

MRI 本征信噪比取决于主磁场 B_0 、样品和 RF接收线圈^[4]. 经低噪声前置放大器后信噪比变差的程度取决于这一级的噪声系数 N_F . 对 N_F 的贡献来自晶体放大管和输入网络、输出网络以及偏置电路中的电阻,其中起支配作用的是晶体管中离子的随机热运动,因此输入网络把信号源阻抗匹配到最佳源阻抗就可以把晶体管对噪声的贡献降到最低. 其次是考虑匹配网络和偏置电路中的电阻元器件传导电子热运动对噪声的贡献.

根据(1)式,输出网络对噪声的贡献可以忽略不计,因此输出网络的任务是把晶体管输出阻抗匹配到 50 Ω 输出电缆以减小信号反射损失.为了减小输入网络的信号损失,网络元件 L_1 , C_1 , C_2 应该尽可能是高 Q 的.为了偏置晶体管,不得不使用电阻元件.然而,如果电阻元件放在栅极回路,电阻噪声就会被放大.因此偏置电阻置于栅极回路还是源极回路,其对噪声的贡献就完全不同.如果低噪声前置放大器置于接收线圈内一起放入 MRI 磁孔,所有元件还应该是无磁的.否则,将影响 MRI 系统 B_0 场的均匀性.

影响 MRI 低噪声前置放大器稳定性的因素有晶体管自激振荡、元件本身温度稳定性差(需要老化)、焊接质量差、供电电源稳定性差及纹波水平高、接地不可靠以及屏蔽不善漏进外来 RF 干扰等,因此需要在这诸多方面下足功夫.

当 FET 的 Datasheet 给出的数据不包括前置放大器工作频率范围时,如果有条件最好通过测量补充其工作频率处的数据,条件不具备时只能用外推的

数据. 这些外推得到的数据只能作为估算时的参考. 电路应以最后测量调试到最佳状态为准. 输入、输出 网络虽不唯一, 但应以在保证电路功能的前提下包含尽可能少的元件.

4 结论

本文成功设计、研制了一个适于3TMRI的单级

低噪声前置放大器,在 128 MHz 频率上噪声系数和增益测量值分别达到 0.43 和 25 dB. 证明砷化镓场效应管 ATF33143 可以工作在微波低端外延的 128 MHz 频率上.如果允许噪声指标可以放宽,工作在更低频率上也是可能的(图 5). 运用 3 元件输入网络作为噪声匹配网络把信号源阻抗 50 Ω匹配到 FET 晶体管的最佳源阻抗是可行的,而且较为成功,并仍有进一步提高性能的余地.

致谢 感谢包尚联、王达、何群、王为民、孟斌、刘少波、翟宏、张永敏、姜忠德、肖亮、王文婷等对本工作的帮助和支持.

参考文献_

- 1 姜忠德, 俎栋林, 谷晓芳. MRI 系统中正交技术. 北京大学学报(自然科学版), 2006, 42(3): 320-323
- 2 姜忠德, 俎栋林, 谷晓芳. 用于 MRI 系统的正交数据采集卡设计研究. 自然科学进展, 2005, 15(12): 1512-1517
- 3 Hoult D I, Richards R E. The signal-to-noise ratio of the nuclear magnetic resonance experiment. J Magn Reson, 1976, 24: 71-85
- 4 俎栋林. 核磁共振成像学. 北京: 高教出版社, 2004
- 5 Roemer PB, Edelstein WA, Hayes CE, et al. The NMR phased array. Magn Reson Med, 1990, 16: 192-225
- 6 Reykowski A, Wright S M, Porter J R. Design of matching networks for low noise preamplifiers. Magn Reson Med, 1995, 33: 848–852
- 7 Pinkerton R G, Barberi E A, Menon R S. Noise properties of an NMR transceiver coil array. J Magn Reson, 2004, 171: 151–156
- 8 Seton H C, Hutchison J M S, Bussell D M. A 4.2 K receiver coil and SQUID amplifier used to improve the SNR of low-field magnetic resonance images of the human arm. Physiol Meas, 2008, 29: R1–R26
- 9 Doty F D, Entzminger G, Kulkarni J, et al. Radio frequency coil technology for small-animal. NMR Biomedicine, 2007, 20: 304–325
- 10 Agilent. Low Noise Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package (www.agilent.com/semiconductors)
- 11 Ludwig R, Bretchko P. 王子宇, 张肇仪, 徐承和, 等译. 射频电路设计-理论和应用, 电子工业出版社, 2007