太阳射电观测系统多通道变频电路一致性补偿方法与实现

杜清府^{1,2}, 程仁君², 陈昌硕², 李昕², 张军蕊^{1,2}, 冯士伟¹, 苏艳蕊^{1,2}, 陈耀¹, 严发宝^{1,2,3*}

1. 山东大学空间科学研究院, 空间电磁探测技术实验室, 威海 264209;

2. 山东大学(威海)机电与信息工程学院, 威海 264209;

3. 中国科学院太阳活动重点实验室, 北京 100101

* E-mail: hjc-8555@sdu.edu.cn

收稿日期: 2018-11-25; 接受日期: 2019-04-22; 网络版发表日期: 2019-08-14

国家自然科学基金(批准号: 11803017, 41774180)、山东省自然科学基金(编号: ZR2017MA032)和中国科学院太阳活动重点实验室开放基金(编号: KLSA201907)资助项目

摘要 地基太阳射电观测系统观测信号频带较宽, 覆盖十米至毫米波段. 限于ADC采样率和输入带宽, 通常需要通过变频电路将射电信号分段变频后再进行模数转换. 由于模拟器件的差异性, 多通道变频电路存在幅相不一致的情况, 造成通道间幅相误差, 影响接收机测量精度, 对极化测量影响尤为严重. 本文通过测量太阳射电观测系统中变频电路各通道之间的幅频和相频偏差, 计算出每个频点的补偿系数, 存入太阳射电观测系统数字接收机的FPGA中. 观测时, 在FPGA中将ADC输入的数据进行FFT处理, 每个通道各频点数据乘以相应补偿系数, 削弱通道间不一致性, 提升数据质量. 选取山东大学嵯山太阳射电观测站150~500 MHz太阳射电观测系统进行实验验证, 经补偿后通道间幅度差降低至0.5 dBm以下, 一些频点差值为0 dBm, 相位一致性得到显著提升. 实际应用表明, 本方法为提升宽频带变频电路一致性提供了解决方案, 为低频对周天线阵数字波束合成、同频段多天线相干测量的多通道一致性校正提供了有效参考.

关键词 太阳射电观测系统, 变频电路, FPGA, FFT

1 引言

太阳射电信号频带很宽, 在整个射电波段上有着丰富的形态表现, 对其观测的数据质量在科学研究和空间天气应用中有重要意义. 这些射电信号可能是由耀斑重联、日冕物质抛射加速产生的高能电子所产生

的, 主要辐射机制包括等离子体辐射、韧致辐射、回旋同步辐射和脉泽辐射等^[1-6]. 太阳射电频谱的观测研究具有重要的科学研究价值(特别是太阳射电频谱精细结构研究方面), 特别是对于空间物理-空间天气学研究, 应用价值更大. 为观测不同频段太阳射电信号, 国内外建设了大量的观测站. 太阳观测设备的核心设备是接收

引用格式: 杜清府, 程仁君, 陈昌硕, 等. 太阳射电观测系统多通道变频电路一致性补偿方法与实现. 中国科学: 技术科学, Du Q F, Cheng R J, Chen C S, et al. A compensation method for the consistency of multi-channel mixing circuit for solar radio observation system (in Chinese). Sci Sin Tech, doi: [10.1360/N092018-00408](https://doi.org/10.1360/N092018-00408)

机, 其中将太阳射电信号转换成数字信号的器件是模数转换器(analog-to-digital converter, ADC), 其采样率决定了一次接收信号的带宽. 虽然ADC采样率有了很大的提升, 但通常太阳观测信号带宽大于ADC的采样带宽, 为增加接收机接收信号带宽, 主要采用多路ADC或时分复用ADC通道, 此时ADC前端需要变频电路^[7].

随着微电子技术的发展, ADC输入信号带宽也越来越大, 但相对于需要观测的太阳射电信号带宽而言还无法直接满足要求, 此时变频电路是大部分宽带接收机必须使用的电路. 太阳射电观测系统中的变频电路将太阳射电宽带信号利用混频滤波等技术分成多路窄频带信号, 以适应ADC的带宽^[8]. 变频电路是模拟电路, 由于模拟器件的非绝对理想及其参数的分散性, 高频电路设计实现多个通道的一致性更加困难, 信号在高频带宽处理过程中, 通道间的幅频特性和相频特性均有差异^[9,10], 即各通道之间幅频特性和相频特性存在不一致性, 导致接收机测量时产生较大误差. 同时通道不一致也会影响太阳射电数字极化合成输出的左旋和右旋信号质量, 导致偏振特性参数测量的准确性降低. 而偏振特性是太阳射电观测中一个非常重要的参数, 它与辐射机制的分析密切相关, 能直接反映辐射源区的等离子体参数和磁场的变化情况, 结合多种观测数据可以提供能量释放、粒子加速和磁场信息, 且偏振还与电磁波的传输过程有关, 如电磁波会受到日冕的折射、散射或因而发生模耦合而导致消偏振效应^[11,12]. 由于各通道幅频特性和相频特性的一致性差, 接收机输出的左右旋信号出现很大误差, 甚至会对研究造成南辕北辙的结果.

目前国内外建设了许多观测设备对不同频段太阳射电信号进行观测, 国外有日本、瑞士、捷克、德国、美国、印度等国家的科研单位建立了相应的太阳射电观测设备, 国内中国科学院国家天文台、云南天文台、山东大学、中国科学院大学等单位也都在各自的地点对不同的观测频段建立了太阳射电望远镜. 对于这些射电观测设备, 由于观测频段和带宽的限制, 绝大部分的接收系统都含有变频电路, 把接收到的射频信号转换为中频信号后再进行ADC数字化处理, 为增加接收机接收信号带宽, 通常采用多路ADC或时分复用ADC. 例如, 日本Tohoku大学Iwai等人^[13]于2010年研发的AMATERAS, 其观测的频率范围为150~500 MHz. 在AMATERAS中, 接收机通过1050 MHz本

振构成变频电路, 由变频电路将100~500 MHz的左旋射电信号调整到550~950 MHz, 与右旋信号100~500 MHz合成一路信号, 使用一路ADC进行数字化, 经过后期处理后, 得到太阳射电频谱^[13].

山东大学杜清府等人^[14]曾研制了150~500 MHz的太阳射电频谱仪, 采用对周天线作为馈源的6 m口径抛物面天线, 接收水平和垂直线极化太阳射电信号. 同时利用两路1 Gbps采样率、12 bit ADC、输入信号带宽500 MHz的采集卡, 实现了此频谱仪的信号接收. 系统将实时数据保存, 对数据以不同时间分辨率和频率分辨率进行离线分析同一爆发事件. 该系统不需要变频电路, 2个通道数据流为4 GB/s, 鉴于计算机存储数量和速度的限制, 丢失99%以上的数据.

为实现实时处理, 同时降低成本和降低传输带宽, 采用4路采样率为500 Msps, 14 bit ADC, 接收150~500 MHz的两路太阳射电信号. 每路信号分成150~325和325~500 MHz两段, 即350 MHz带宽分为两个175 MHz子信道. 为了避免2倍频干扰和频段叠加干扰, 通过变频电路把两个子信道搬移至875 MHz中频段, 然后送至ADC转换成数字信号. 系统功能框图如图1所示.

抛物面天线输出水平和垂直两路线性极化信号, 分别经过低噪声放大器放大、滤波电路调理后, 由变频电路将各路信号搬移到787.5~962.5 MHz的中频段, 带宽为175 MHz, 然后分别由ADC转换成数字信号, 再由FPGA进行实时处理, 包括FFT运算、频域内进行极化合成左旋和右旋信号运算, 以及在时间分辨率的相应时间内进行积分运算. 经过数字处理后将无用数据剔除, 减少了数据量. 如时间分辨率1 ms且量化位数16 bit时, 其上传数据速率为128 MB/s.

为此, 针对变频电路产生的误差, 本文提出了一种解决方案. 通过测量混频电路各通道的幅频特性、相频特性的差异, 由于ADC信号后面需要FPGA进行处理, 为此在FPGA增加一部分运算, 将各频点的幅频和相频特性进行补偿, 使得各通道的幅频特性和相频特性的一致性误差减小, 从而提升太阳射电观测系统接收机的灵敏度和测量准确性.

2 变频电路通道间的一致性误差

由图1可知, 水平天线信号H(150~500 MHz)通过

图 1 系统功能框图
Figure 1 System framework.

变频器, 将150~325 MHz转换为H1(787.5~962.5 MHz), 325~500 MHz频段转换为H2(787.5~962.5 MHz); 同理, 将垂直天线信号V也转换成V1(787.5~962.5 MHz)和V2(787.5~962.5 MHz). 为得到两通道间一致性补偿系数, 构成如图2所示的测量系统. 利用标准信号源, 产生一组不同频率相同幅值的信号, 接入功分器得到两路幅值和相位完全相同的正弦信号, 输入到变频电路的不同通道, 变频电路输出接入高速ADC采集电路, 输出数据上位机处理后, 得到混频电路两通道间的幅频和相频一致性补偿系数. 如图3(a)所示为得到的两通道幅度差特性曲线, 图3(b)所示为两通道相位差特性曲线. 如果变频电路两个通道频响特性曲线是理想的, 则在150~500 MHz频段上两通道的幅度差应为0 dB, 通道相位差为0°. 但由图3可知, 两个通道之间的幅度

差最大值超过5 dB, 相位差最大约为50°, 整个频段幅度与相位波动比较大.

本文所述观测系统为实验室自筹经费研制, 购买的低成本器件的平坦度都在3 dB左右, 无法成批购买器件, 在工业生产中批量筛选的常规方法无法使用, 随机购买的模拟器件导致通道不一致的现象是很正常的, 但为了实现观测效果和数据的有效性, 必须采用针对性的方法解决两通道一致性误差问题.

若将变频电路输出的信号直接进行后续的数字极化合成运算, 由于两通道信号幅频特性和相频特性的一致性误差, 必然严重影响到运算结果的准确性. 同样, 如果接收机采用模拟极化合成器, 带宽宽的通道之间不一致性会严重影响左右旋数据变化, 产生很大测量误差. 若要解决这个问题, 简单的方法是将变频电路作废, 重新设计和优化电路, 通过筛选的办法从批量器件中挑选一致性好的元器件, 重新加工线路板, 而新加工的变频电路性能指标, 也只有加工后测试才能得到, 新的变频电路也同样会存在通道一致性的问题, 误差可能变小, 也可能因为设计或生产过程中无

图 2 变频电路通道间一致性测量系统框图
Figure 2 Both channel consistency measurement diagram of mixing circuit.

图 3 两通道幅度差(a)和相位差(b)图

Figure 3 Difference of amplitude (a) and phase (b) for both channel.

法控制质量使得一致性更差。

另外一种方法就是对数据进行补偿, 若采用计算机软件对后续数据进行处理, 因为高速的数据和庞大的数据量致使无法达到实时处理的要求, 甚至会导致大量数据丢失。系统采用4通道ADC, 每个通道实时采样率为500 Msps, 14 bit分辨率, 实际数据带宽要大于4 GB/s才能满足实时传输的要求, 庞大的数据, 计算机一般很难满足这个数据传输要求。又考虑到后续的运算, 为此本文采用FPGA对各通道的太阳射电信号一致性误差进行实时补偿。

3 变频电路通道间一致性实时补偿

由图1可知, 变频电路将每路太阳射电信号分别搬到ADC输入信号采集带宽内, 通过ADC转换成数字信号, 由FFT运算将其转化成频谱数据, 之后再行数字极化合成运算。在此过程中, 变频电路等模拟电路的一致性误差导致的通道间幅频误差和相频误差将影响观测结果的准确性, 为满足极化合成的精度, 需要在数字极化合成运算之前将变频电路产生的幅频误差与相频误差补偿, 保证在进行极化合成运算前引入的两通道输出的相位和幅度具有高度的一致性。在数字接收机中, 同一频段的不同通道信号是通过同一片ADC芯片(一片物理芯片有两路ADC单元)采集的, 因此ADC采样保持过程的时间同步精度比采样时钟高几个数量级, 从而确保ADC本身产生的幅频误差可以忽略, 经过多次上电断电的测量, 测量结果稳定, 验证了ADC通道间相位稳定; 同时, 前端模拟电路走线从设计上保持等长, 这就保证了将要补偿和极化的信号都是同

一时间输入的, 这点在保证补偿的同步性和准确性上尤为重要。

数字接收机中的FPGA进行FFT等运算, 实际使用的FPGA是Xilinx公司XC7VX690T, 从整体资源、速度和数据精度上考虑, FPGA内量化位数为16 bit。在时域信号变换到频域信号时, 变换完成后每个通道的数据采用复数表示, 则两通道数据之间幅度值的比反映了通道间幅频的差异, 幅度比为1时, 两个通道幅频特性一致; 两个通道数据间角度差为通道间相位差, 为0时, 两通道间不存在相位误差。假设A通道复频域信号 S_A , 其相位角度为 φ_A , 幅度为 r_A ; B通道复频域信号 S_B , 相位角度为 φ_B , 幅度为 r_B 。那么A通道与B通道复频域信号可以表示为

$$S_A = r_A e^{j(\omega t + \varphi_A)}, \quad (1)$$

$$S_B = r_B e^{j(\omega t + \varphi_B)}. \quad (2)$$

A通道除以B通道可得如下算式:

$$\begin{aligned} \Delta S_{AB} &= \frac{S_A}{S_B} = (r_A e^{j(\omega t + \varphi_A)}) / (r_B e^{j(\omega t + \varphi_B)}) \\ &= \frac{r_A}{r_B} \Delta \varphi_{AB} = R_\Delta + I_\Delta j, \end{aligned} \quad (3)$$

$$R_\Delta = \frac{r_A}{r_B} \cos \Delta \varphi_{AB}, \quad (4)$$

$$I_\Delta = \frac{r_A}{r_B} \sin \Delta \varphi_{AB}. \quad (5)$$

可以得到:

$$S_A = S_B * (R_\Delta + I_\Delta j). \quad (6)$$

通过式(6)可知, 将B通道的数据乘一个复数, 使补偿后两个通道复数的幅度比值理论上为1, B与A的相位

差为0. 至此变频电路由硬件信号传输通道引入的幅频和相频特性误差得以补偿, 其实现逻辑框图如图4所示.

高速ADC采样得到的数字信号通过数字下变频转移到基带, 随后输入快速傅里叶变换模块进行FFT运算; 得到两路复频域数据, 每个频点数值分别乘以补偿系数, 两路信号补偿一致后, 然后再进行极化合成, 确保极化合成的准确度. 补偿后的数据精度取决于补偿系数的精度, 补偿系数精度越高, 补偿后两通道的一致性程度就越高, 极化合成运算的准确性越好. 补偿是对每一频点进行运算的, 每个频点需要一个补偿系数, 补偿系数可以通过实验测量得到. 实验测量的原理如图5所示.

正弦信号源经过功分器成为两路完全相同的信号, 分别输入变频电路的2个通道, 利用同一ADC芯片的两输入通道进行模数转换, 将转换后的时域数据直接上传给计算机. 对于同一个频点, 当信号处于不同强度时, 两通道间的幅度比与角度差 $\Delta\varphi_{AB}$ 是不变的, 因此, 两路输入等幅同相信号, 对每个频点进行测量, 数据上传后, 在计算机上采用Matlab计算出每个频点的补偿系数, 将生成每个频点对应补偿系数下发给FPGA, 由FPGA实现实时补偿操作.

4 补偿性能测试

太阳射电信号经数字接收机中的极化合成原理如图6所示. 圆极化波由正交且相位差 90° 的分量合成产生, 根据矢量端点旋转方向的不同, 圆极化信号可以是左旋信号, 也可以是右旋信号. 即A通道信号加上旋转 90° 后的B通道信号, 定义为左极化输出; 同样, B通道信号加上旋转 90° 的A通道信号, 定义为右极化输出.

图4 复频域补偿原理框图

Figure 4 Schematic diagram of the compensation in complex phase domain.

最后将左右圆极化复数的模输出到计算机. 如果A和B通道经过变频电路产生幅频误差和相频误差, 会影响极化合成的结果, 得到的测量结果将产生较大的误差.

对于幅相都相同的信号, 两通道信号极化合成后在幅度上能达到最大值, 如果幅相值由于中间电路造成了误差, 将会影响最后观测结果的准确性. 为了验证上述方法补偿的正确性, 按照图5对两个通道输入相同 -30 dBm信号, 调整后面的极化合成的系数, 分别让两通道复信号进行相加和相减运算, 如下所示:

$$\begin{aligned} AB &= r_A e^{j(\omega t + \varphi_A)} + r_B e^{j(\omega t + \varphi_B)} \\ &= (R_A + I_A j) + (R_B + I_B j). \end{aligned} \quad (7)$$

显示于复频域如图7所示. 图8中, A和B代表加入补偿系数之前两通道的信号幅值与角度在复频域上相加运算的关系, AB是补偿前两路信号直接相加的信号, 可以看出, 在未经过补偿之前, 两输入信号因为相位差的关系, 只能遵循矢量相加方法, 其和的模小于两路信号模的和, 不能完成信号强度的直接加减操作, 因此, 变频卡的相位差极大地影响着极化合成运算结果的准确性.

图5 补偿系数测量方法原理图

Figure 5 Schematic diagram of the measurement of compensation coefficient.

图 6 极化合成器示意图

Figure 6 Schematic diagram of polarization synthesis.

图 7 (网络版彩图)求和运算示意图

Figure 7 (Color online) Vector synthesis.

图 8 (网络版彩图)同相位相加(a)和同相位相减(b)示意图

Figure 8 (Color online) Summation (a) and subtraction (b) of vector in phase.

当加入补偿系数之后, 被补偿的信号A变为了与B同幅同相的信号A'B, 相加合成信号的幅度为单通道B幅度的2倍, 如图8(a)所示; 相减合成信号的幅度关系应为零, 如图8(b)所示。

其加法计算过程由下式求得

$$\begin{aligned} A' + B &= A / S_{AB} + B \\ &= r_A e^{j(\omega t + \varphi_A)} \cdot \frac{r_B}{r_A} e^{\Delta\varphi_{BA}} + r_B e^{j(\omega t + \varphi_B)} \\ &= 2r_B e^{j(\omega t + \varphi_B)}. \end{aligned} \quad (8)$$

其减法计算过程:

$$\begin{aligned} -A' + B &= -A / S_{AB} + B \\ &= -r_A e^{j(\omega t + \varphi_A)} \cdot \frac{r_B}{r_A} e^{\Delta\varphi_{BA}} + r_B e^{j(\omega t + \varphi_B)} \\ &= 0, \end{aligned} \quad (9)$$

其中, A 是指补偿前的通道值, S_{AB} 是指补偿系数, 依据上述, 首先对两通道输入功率相同的 -30 dBm 信号进行测试, 然后再输入功率相同的 -45 dBm 信号测试, 将两次输入测试的信号补偿至幅度相同的情况下, 可以通过观察相加和相减合成之后信号幅度的变化来评估补偿准确程度。补偿前后两个通道信号差的强度对比实验结果(部分频点)如表1所示。可以看出, 补偿后两路幅度差降低到 0.5 dBm 以下, 较多的频点接近甚至为 0 dBm, 可见经过补偿后一致性得到显著提升。在功率降低时, 补偿后幅度更容易接近理想状态, 原因可能是内部的信号线路距离较近且无严格的屏蔽措施导致强度大更易造成互扰、信号源本身的输出精度等问题等多种因素。

按照图5所示接线图给变频电路A和B通道输入等幅同相正弦信号, 调节信号源频率, 得到变频电路整个频段补偿处理前后幅频特性如图9所示。A和B通道输出信号强度曲线即幅频特性曲线, 增加了A通道补偿后测得幅频特性曲线。可以看出补偿之前A通道和B通道强度差距较大, 补偿后能达到近似相等。进一步给出A和B通道幅度差频率特性曲线如图10所示, 可以看出补偿前后A和B通道强度差的变化, 在经过补偿后两通道差在 $-0.5 \sim 0.5$ dB 波动, 其波动可能是由于信号源本身的功率输出也有一定的误差和测试仪器的误差造成的。尽管如此, 通过本方案实现的观测系统能满足数字极化合成的要求^[15], 因此说明本方案具有一定的实用性。

基于变频电路的实际功能, 在信号强度一致的情况下, A通道与B通道补偿后, 两路输出向量减法合成得到的信号强度应非常微弱。补偿前后相差频率特性如图11所示, 在图中显示的角度变化中, 输入同相正弦信号情况下, 补偿之前A通道与B通道之间的相位差最大能够达到 70° ; 补偿之后A通道与B通道之间的相

表 1 补偿前后两路信号幅度差对比

Table 1 Comparison of signal before and after compensation for two channels

频率 (MHz)	-30 dBm		-45 dBm	
	补偿前	补偿后	补偿前	补偿后
160	0.5	0.09	0.7	0.18
220	4.55	-0.2	4.87	-0.43
240	5.14	-0.27	5.9	-0.18
310	3.44	-0.09	3.68	-0.02
360	3.14	0.13	4.3	0.2
410	4.28	-0.16	5.56	0
450	3.75	0.45	4.82	0.47
490	6.20	-0.09	7.5	-0.14

图 9 不同输入功率情况下补偿前后幅频特性对比. (a) 输入功率为-30 dBm补偿前后幅频特性对比; (b) 输入功率为-45 dBm补偿前后幅频特性对比

Figure 9 Comparison of amplitude-frequency before (blue) and after (red) compensation for various input power. (a) $P_{in}=-30$ dBm; (b) $P_{in}=-45$ dBm.

图 10 不同输入功率情况下补偿前后幅度差频率特性对比. (a) 输入功率-30 dBm补偿前后幅度差频率特性对比; (b) 输入功率-45 dBm补偿前后幅度差频率特性对比

Figure 10 Comparison of amplitude before (blue) and after (red) compensation for various input power. (a) $P_{in}=-30$ dBm; (b) $P_{in}=-45$ dBm.

图 11 补偿前后A通道和B通道相位差

Figure 11 Phase difference of channel A and B before (blue) and after (red) compensation.

位差在 0° 左右波动, 且最大值也小于 5° , 相位补偿效果明显, 同时后期的数字极化合成效果也说明了相位补偿的有效性^[15].

同时, 通过实验发现, 随着补偿点数的增加, 补偿后的误差曲线将会更为平坦并趋近于0, 但是点数的增加也会带来更多实时计算资源的消耗, 补偿到一定精度后, 点数的提升难以带来更大的精度提升, 需要对补偿点数与占用资源进行折衷考虑.

5 结论

太阳射电观测系统变频电路通道间存在幅频特性和相频特性的一致性误差, 影响接收机对太阳射电信号圆极化合成的观测结果. 本文提出一种多通道变频电路的一致性误差补偿方法, 首先需要利用标准测试设备将每个变频电路的幅相参数性能进行测量, 记录相应数据并获取补偿系数, 然后将各通道数据分别进行FFT运算, 得到各通道的频域信号, 结合补偿系数利用FPGA对每个频道的各频点数值进行实时补偿, 即乘以一个复数形式的补偿系数, 降低通道间幅频特性和相频特性的误差. 补偿后通道间幅频特性和相频特性的一致性得到改善, 有利于后续的数字圆极化合成的实施. 从补偿后的曲线可以看到, 通道间各频点一致性得到改善, 从一定程度上提升了观测数据的精度, 同时也满足了山东大学榭山太阳射电观测站150~500 MHz太阳射电观测系统圆极化的要求, 观测到了较高质量的数据. 但对于带宽较宽的频段信号而言, 经过补偿后还有继续改进的地方, 此时还需要结合天线两个线极化的增益特性、调理电路的幅频特性曲线, 对接收系统进行综合标定后, 利用软件再对数据进一步处理, 得到精确的太阳射电数据.

致谢 本文测试实验在实施过程中得到了中国兵器工业第五八研究所陈航等工程师的帮助, 在此深表谢忱.

参考文献

- 1 Gao G N, Lin J, Wang M, et al. Research and observation of metric and decimetric type II and type III solar radio bursts with fine structures (in Chinese). *Prog Astron*, 2012, 30: 35–47 [高冠男, 林隽, 汪敏, 等. 太阳米波和分米波 II 型, III 型射电暴及其精细结构观测研究进展. *天文学进展*, 2012, 30: 35–47]
- 2 Kong X L. Electron acceleration and relevant radiation at coronal shocks of solar eruptions (in Chinese). Dissertation for Doctoral Degree. Jinan: Shandong University, 2014. 10–20 [孔祥良. 太阳爆发中的激波电子加速和辐射研究. 博士学位论文. 济南: 山东大学, 2014. 10–20]
- 3 Feng S W, Chen Y, Kong X L, et al. Radio signatures of coronal-mass-ejection-streamer interaction and source diagnostics of type II radio burst. *Astrophys J*, 2012, 753: 21–26
- 4 Chen Y, Du G, Feng L, et al. A solar type II radio burst from coronal mass ejection-coronal ray interaction: Simultaneous radio and extreme ultraviolet imaging. *Astrophys J*, 2014, 787: 59
- 5 Zhang J P, He L S, Dong L, et al. The design and implementation of a low frequency radio antenna array digital terminal (in Chinese). *Astronom Res Tech*, 2016, 13: 170–177 [张金鹏, 何乐生, 董亮, 等. 低频射电天线数字终端的设计与实现. *天文研究与技术*, 2016, 13: 170–177]
- 6 Feng S W, Chen Y, Kong X L, et al. Diagnostics on the source properties of a type II radio burst with spectral bumps. *Astrophys J*, 2013, 767: 29
- 7 Wang P. Design and research of the RF front-end in a radio telescope (in Chinese). Dissertation for Master's Degree. Beijing: North China University of Technology, 2015 [王鹏. 射电望远镜射频前端的设计与研究. 硕士学位论文. 北京: 北方工业大学, 2015]

- 8 Zhang X, Yu X Y, Duan R, et al. FAST digital backend and algorithm simulation for broadband million channel spectrometer (in Chinese). *Prog Astron*, 2016, 34: 249–257 [张夏, 俞欣颖, 段然, 等. FAST数字后端及超宽带百万通道频谱仪算法仿真. *天文学进展*, 2016, 34: 249–257]
- 9 Zhang C B. Principle, System Analysis and Application of Synthetic Aperture Radar (in Chinese). Beijing: Science Press, 1989. 140–153, 163–178 [张澄波. 综合孔径雷达原理、系统分析及应用. 北京: 科学出版社, 1989. 140–153, 163–178]
- 10 Jia Y X, Wang Y F. Measurement and calibration of amplitude-phase errors in wideband multi-channel SAR (in Chinese). *J Electron Inform Tech*, 2013, 35: 2168–2174 [贾颖新, 王岩飞. 一种宽带多通道合成孔径雷达系统幅相特性测量与校正方法. *电子与信息学报*, 2013, 35: 2168–2174]
- 11 Zhang M, Wang D, Deng Y. SOHO/SUMER observations of transition region explosive events in prominence. *Spectrosc Spectral Anal*, 2016, 36: 2679–2685
- 12 Martinez Oliveros J C, Raftery C L, Bain H M, et al. The 2010 August 1 type II burst: A CME-CME interaction and its radio and white-light manifestations. *Astrophys J*, 2012, 748: 66
- 13 Iwai K, Tsuchiya F, Morioka A, et al. IPRT/AMATERAS: A new metric spectrum observation system for solar radio bursts. *Sol Phys*, 2012, 277: 447–457
- 14 Du Q F, Chen L, Zhao Y C, et al. A solar radio dynamic spectrograph with flexible temporal-spectral resolution. *Res Astron Astrophys*, 2017, 17: 098
- 15 Feng S W, Chen Y, Li C Y, et al. Harmonics of solar radio spikes at metric wavelengths. *Sol Phys*, 2018, 293: 39

A compensation method for the consistency of multi-channel mixing circuit for solar radio observation system

DU QingFu^{1,2}, CHENG RenJun², CHEN ChangShuo², LI Xin², ZHANG JunRui^{1,2}, FENG ShiWei¹, SU YanRui^{1,2}, CHEN Yao¹ & YAN FaBao^{1,2,3}

¹ Laboratory for Electromagnetic Detection (LEAD), Institute of Space Sciences, Shandong University, Weihai 264209, China;

² School of Mechanical, Electrical & Information Engineering, Shandong University, Weihai 264209, China;

³ CAS Key Laboratory of Solar Activities, National Astronomical Observatories, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100101, China

The observing frequency of Ground-based Solar Radio Observation Systems (SROS) ranges from tens of MHz (10-m-wave) to tens of GHz (millimeter-wave). Due to the limitation of the ADC input bandwidth and sampling rate, the broadband solar radio signals acquired by the SROS will be segmented by mixing circuit and then processed the analog-to-digital conversion. The analog device inconsistency leads to the inconsistencies of the amplitude and phase between different channels of mixing circuits, which affects the accuracy of the receiver. The compensation coefficient of each frequency point is first calculated by measuring the deviation of the amplitude and phase between different channels, and then stored in FPGA of the receiver. The data achieved by ADC are proceed by FFT and then compensated by the compensation coefficients. The validation experiments are carried out using 150–500 MHz SROS located in Chashan Solar Radio Observatory (CSO). The amplitude difference between different channels can be as small as 0.5 dBm. The phase consistency can also be significantly improved. The practical application shows that this method can improve the consistency of the wideband mixing circuit, and can be used to correct of multi-channel consistency of the digital beam forming (DBF) for the low-frequency log-periodic antenna array and interference of the multiple antennas.

solar radio observation system (SROS), mixing circuit, FPGA, FFT

doi: [10.1360/N092018-00408](https://doi.org/10.1360/N092018-00408)