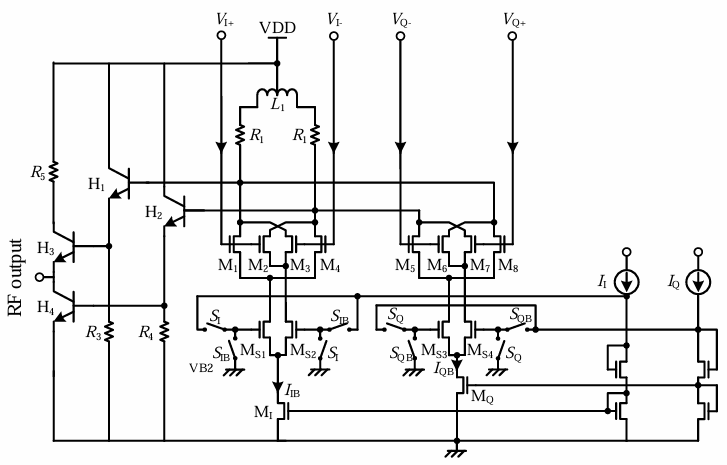
2024.11.20

1. 更换8HP/8XP工艺后，移相器中矢量合成单元需要进行大范围的修改。但输入巴伦与正交信号产生单元基本上不需要进行改动。

查阅文章得知，基于BiCMOS工艺的移相器设计主要也是在矢量合成单元上存在差别，下面是两种不同结构的介绍：

1. 依旧是采用MOS管实现的矢量合成单元：

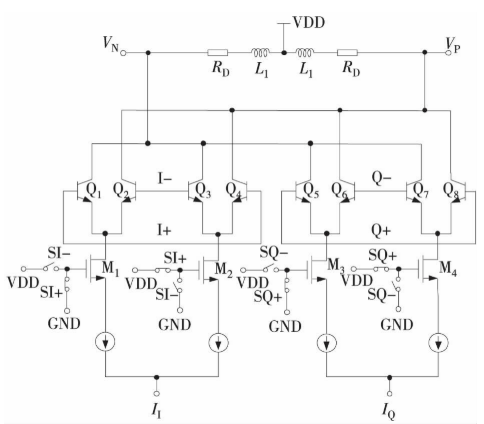


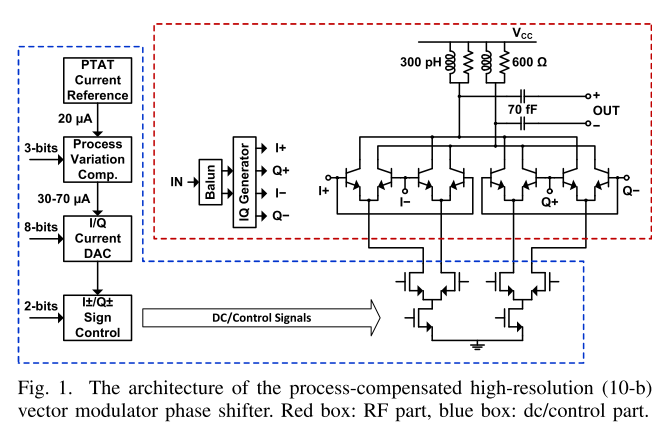
矢量合成单元的主体仍是由两个由NMOS实现的吉尔伯特单元(VGA)构成。与45nmRFE工艺所完成的结构几乎无差。

但这一类结构的缺点在于：**MOS管存在较强的寄生效应，这类寄生效应会在矢量合成单元的输入端与输出端形成较强的容性负载，移相器的相位误差与增益误差会因此而增大，这增大了我们设计匹配网络的难度。同时采用MOS实现的VGA似乎无法提供较大的增益，导致有源移相器的插损整体不高，而且还需要更大的尾电流来提供足够的gm。**

上图来源于东南大学2020年的硕士论文：***6~18GHz SiGe BiCMOS 宽带有源移相器设计***

1. 采用BJT与MOS结合实现的矢量合成单元：





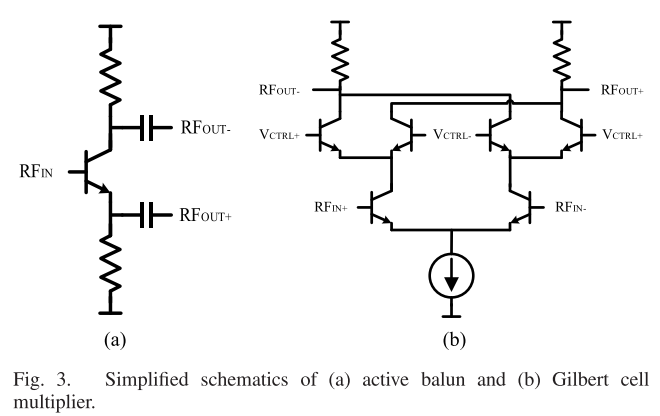
该矢量合成单元采用BJT与NMOS结合的方式实现，其中BJT构成的差分电路起放大作用，而NMOS在其中起开关的作用，用于选择移相的象限。

采用该结构的优势在于，**BJT可以提供较大的增益，同时其相较于NMOS具有更小的寄生效应，在不同的移相状态下(尾电流分配情况下)移相器的相位误差和增益误差更小。在有源巴伦输出端增加了两级放大补偿电路，可以实现0dB以上的增益。**

上图1来源于一篇中文期刊：***一种基于0.13μm SiGe BiCMOS工艺的Ka波段宽带有源移相器***

上图2来源于2019年RFIC：***A 26-GHz Vector Modulator in 130-nm SiGe BiCMOS Achieving Monotonic 10-b Phase Resolution Without Calibration***

1. 完全采用BJT实现的矢量合成单元：



该结构还没进行深入研究。但目前了解到的是，上图b所示的结构为基于BJT的吉尔伯特单元，它与基于MOSFET的吉尔伯特单元不同的地方在于，控制管位于上端，输入信号从下方的BJT进入。

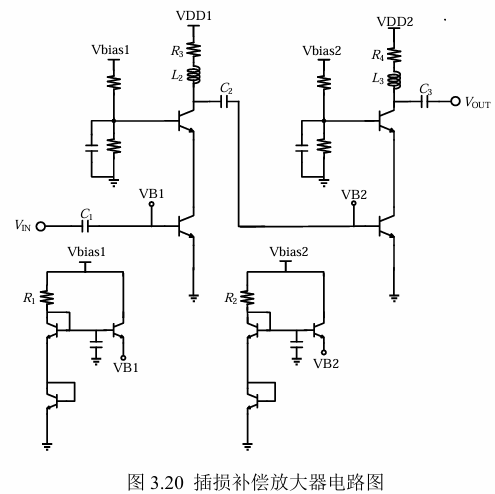
该结构的特点还未知。

上图来自于2022年的MWCL：***An 18–50-GHz △-Σ Modulated Quasi-Continuous***

***Digital Vector-Modulation Phase ShifterWith Variable Gain Control***

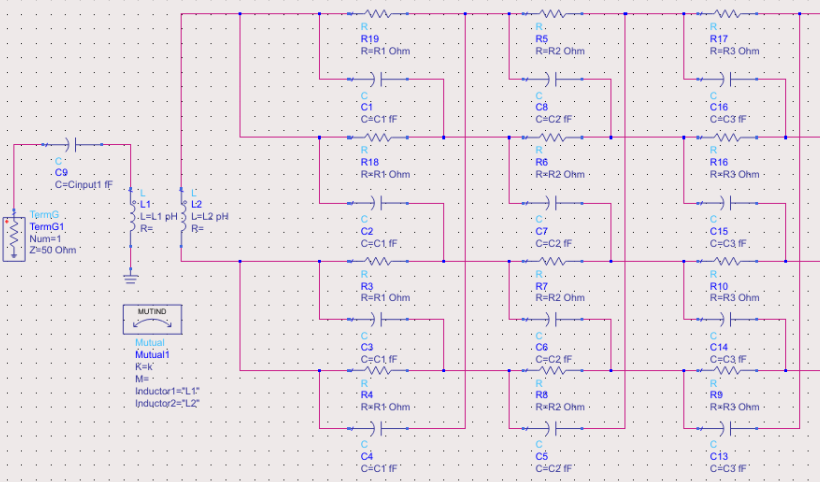
2024.11.21

1. 将上述第二种BJT与NMOS组合使用的结构运用到已有的原理图中，发现移相器的性能实际上要优于基于45nmRFE工艺所设计的移相器。同时，上面那篇东南大学2020年的硕士文章中，介绍了一个连接在有源输出巴伦后的插损补偿电路，如下图所示：

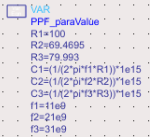


该插损补偿电路采用两级级联放大结构，并且采用“**并联峰化**”结构来拓展放大器的带宽，以补偿无源电路所带来的插损。目前，我暂时还没有深入研究该结构的具体原理。只是单纯的复现出该结构，然后利用优化来完成设计目标。

2. PPF参数

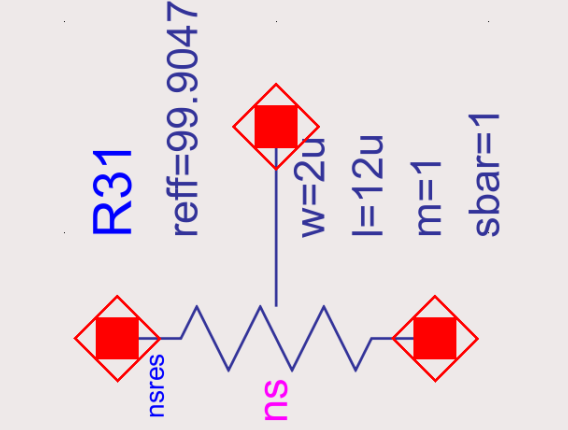


目前所使用的PPF采用Type2型3阶多相滤波器。Type2型表示该结构产生的4路正交信号能在全频段输出相同的插损值，但仅在特定的频点处精准得相差90°；3阶表示存在3个这样的特定频点。通过优化得到的PPF参数如下：

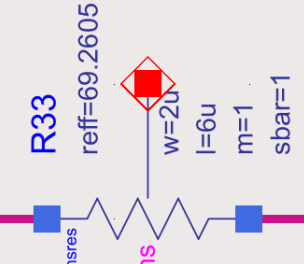


通过确定R与freq值，可以求得对应的电容值C：

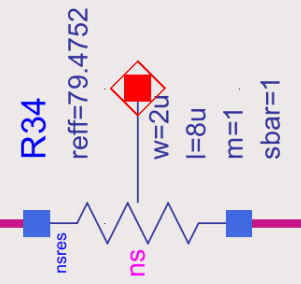
R1:



R2:



R3:



计算得到C值：

C1=144.82fF

C2=109.42fF

C3=64.6fF

Tips:

在使用工艺库中的子电路元件放到原理图进行仿真时，这些元件模型的值其实是不准确的。因此需要先通过对独立的元件进行EM仿真，再将EM Model打包成一个子电路元件放到原理图进行联合仿真，这样得到的电路仿真效果才是准确的。可以避免因模型库不准确导致在设计上浪费过多的时间。

下面是如何将原理图中理想的电阻元件替换为工艺库中电阻模型的方法：