微带线和共面波导的性能比较

Comparing Microstrip and CPW Performance

作者：John Coonrod，罗杰斯公司；
Brian Rautio，Sonnet 软件有限公司

通过建立一个更好的包含了 PCB 金属表面粗糙度的影响的电磁模拟模型，就可以更精确地比较微带线和共面波导电路从而找到针对不同应用最合适的电路。

想要将微波传输线技术适当的应用需要谨慎地考虑很多因素。根据一个应用的要求，高频电路设计者需要考虑损耗预算、传播模式、辐射损失以及电磁干扰，甚至是印刷电路板（PCB）装配物流和 PCB 装配元器件时的难点。数十年来，微带线一直是应用最为广泛的微波传输线形式之一，而且其特性大家都已了解。虽然共面波导（CPW）传输线的特性并没有像微带线那样被熟知，但是他们也被广泛应用于微波 PCB。一般来说，在微波电路设计的时候，背敷导体共面波导（CBCPW）电路经常和微带线一起使用。一种常用的方法是在电路的端口区域使用 CBCPW，然后在余下的电路中转换成微带线从而使得元器件布局以及 PCB 装配更加简单。

为了让设计者理解微带线和 CPW 传输线方法的不同之处，我们将在同种熟知特性的商用基材上加工形成不同的测试电路从而比较得到的测试数据。通过电磁模型和电磁模拟软件进行进一步的分析。软件建模将帮助验证测试结果，而且也说明了有效的软件建模是如何能够减轻使用新的传输线或者电路结构时的担忧。

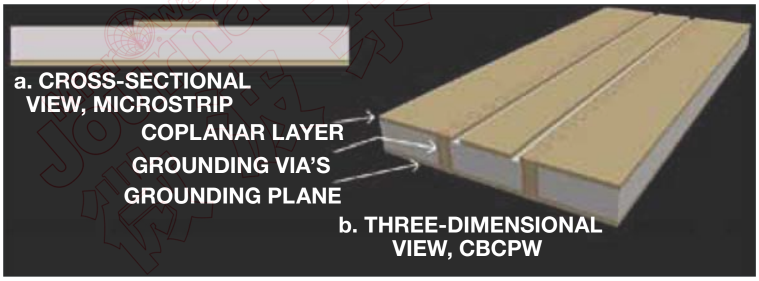

图 1. 微带传输线的截面图（a）以及 CBCPW 传输线的三维立体图（b）。

由于简便性，设计者们经常选用微带线以及 CPW 设计版式而不是其他高频传输线选项，比如带状线。带状线可以提供出色的高频表现，很好的抗噪特性以及相邻的电路线之间的隔离度。但是它比微带线或者 CPW 的加工更加困难更加昂贵。带状线本质上是一条处于两个接地平面之间的绝缘基材中的扁平金属传输线。传输线的宽度、基材的厚度以及基材的相对介电常数决定了传输线的特征阻抗。带状线的难点在于必须短接的两个接地面，要求在两个金属接地面之间形成电通孔的连接，以及无法直接将元件焊接在信号层上。带状线第二个接地平面也会导致在给定了基板厚度及特征阻抗的情况下比微带线更窄的传输线宽度。

相反地，微带线和 CPW 电路的特点是信号层是暴露的，大大地简化了在 PCB 上安装元器件的工作。图 1a 和 1b 提供了微带线和 CBCPW 传输线简单的示意图。微带线电路在上面的导电平面有一条信号导线，底部有一个接地面。在 CBCPW 电路中，一个接地 - 信号 - 接地结构的共面层代替了微带线的信号层。CBCOW 电路的上下接地面通过通孔的形式连接到起来。CBCPW 有时也称为接地共面波导。

在波的传播方面，微带传输线电路一般

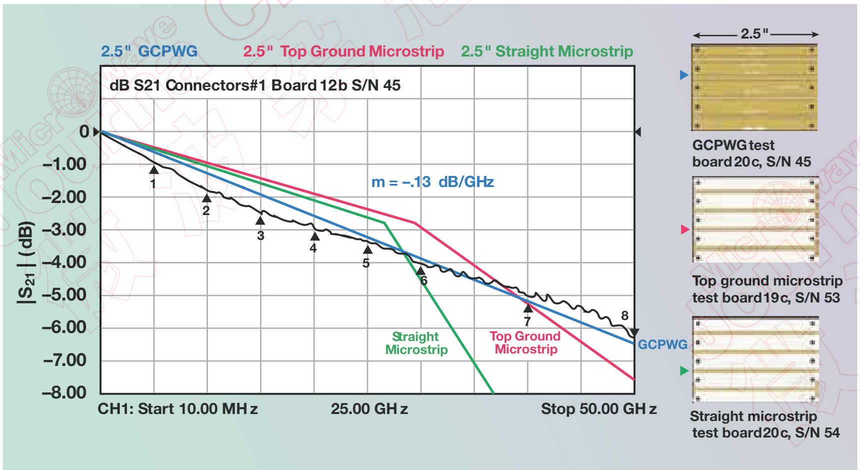

图 2. 显示的 GCPWG 指的是接地共面波导，而且实际上和 CBCPW 是同样的结构。图 2 中显示的顶层接地微带线结构本质上是一个共面端口微带电路—在连接器端口区域有 CBCPW 结构的微带电路。

在准 TEM 模式下运行。也可能是混合 TE 模和 TM，但是这些模式有时是不理想的寄生模式传播的结果。一般来说，CBCPW 电路提供和微带电路类似的传播反应。

对于微带线和 CBCPW 电路来说，寄生模式的传播传导都是一个问题。作为一个一般的规定，对于任何一种传输线的电路几何图形（也就是横截面的特征）在我们有兴趣的最高操作频率上都不应大于 45° 长度。对于微带线，需要考虑的电路参数包括基材的厚度（也就是说信号平面以及接地平面之间的距离）以及信号线的宽度（传输线线宽）。对于 CBCPW 来说，除了这两个参数需要特殊注意之外，还应该考虑共面层上 GSG 分隔的距离。

为了能够正常地接地，CBCPW 电路采用通孔来连接顶层共面接地面以及底层接地面。通孔的布局对于能够获得理想的特征阻抗和损耗以及抑制寄生波模式是至关重要的。当接地的通孔已经有效地放置于 CBCPW 电路中，就可以在更高频率上使用更厚的基板，这样的高频在微带电路已经不可能使用这么厚的基板。相关学术文章分析了 CBCPW 电路通孔的布局在实际应用过程中的利弊权衡。[1]

图 2 显示了在罗杰斯公司提供的 30-mil 厚的 RO4350B™线路板材上加工形成的微带线、共面端口微带线以及 CBCPW 电路的信号损耗表现。

图 2 中微带线和共面端口微带线的拟合数据来自于参考文献。[1] 图中的走势线显示了一些对于不同的传输线我们可以考虑的有趣的特点。比如说，CBCPW 通常会产生比微带线或共面发射微带线更高的损耗。CBCPW 共面层的 GSG 结构展示了比基于微带线的电路更高的导体损耗。尽管如此，CBCPW 的损耗保持一个恒定的斜率，而微带线和共面端口微带线的损耗曲线分别大概在 27 和 30GHz 的地方会经历斜率的转变。这些损耗的转变和辐射损耗有关。如果有了合适的间隔以及通孔的间距，能够减小 CBCPW 的辐射损耗。

在宽频应用中，色散是非常重要的。微带传输线本身具有色散的特性：电磁波在信号导体上面的空气中和通过绝缘基材时的相位速度是不一样的。当共面层上的 GSG 界面上有紧密耦合的时候，CBCPW 电路可以大大降低色散，因为在空气中有更多电场来减少波在不同媒体中传播产生的不同质性影响。

用适当的设计，CBCPW 电路能够获得比微带电路宽得多的阻抗范围。另外，当一个应用要考虑串扰的时候，共面地平面将 CBCPW 与其相邻信号导体分开，就能够带来隔离串扰的好处。由于它们能够显著地减少辐射损耗、色散，以及寄生模式传播，CBCPW 电路经常使用在比微带电路高得多的频率上。举个例子，在毫米波频率上，CBCPW 信号导体两面的接地面是由一个简单的引线键合空中桥连接起来的。当出现杂散波模式传播的情况时，空中桥的方法就为我们担心的特定的频率提供了一个“陷阱”。

铜箔表面粗糙度

众所周知 PCB 基材的铜箔表面粗糙度会影响传输线的导体损耗以及传播常数。[3] 对传输线的传播常数的影响导致一个电路有一个和预计的“明显的介电常数”不一样的结果。当然，材料的参数没有因为材料金属层的粗糙程度而有所变化。恰恰相反，金属表面粗糙度是通过影响电场以及电流来导致测得的介电常数的结果会有所偏差。就像图 3 显示的那样，[3] 当铜箔的表面粗糙度不一样的时侯，同一种绝缘基材的有效介电常数会有很大的变化。等效介电常数随着铜箔表面粗糙度的增加而变大，其中铜箔表面粗糙度由铜箔表面高度的均方根来表示。

除了观察到的介电常数变化的影响之外，微带线的表面粗糙度也会影响插入损耗的表现。[3-7] 电路结构可能由于电路中的电流和电场分布不同而受铜箔表面粗糙程度的影响程度不同。举个例子，铜箔粗糙度对于紧密耦合的 CBCPW 传输线的影响会比微

表 1. 电路加工形成于 254um 厚（10mil 厚）的基材上分别覆有三种不同粗糙度均方根的铜箔的 RT/duroid5880 层压板上。

TABLEI

DIFFERENT CIRCUITS DIMENSIONS AND MEASURED CHARACTERISTIC IMPEDANCES

	Measures Characteristic Impedance (Ohm)			Nominal Circuit Dimensions	
	RMS = 0.4 μm	RMS = 1.8 μm	RMS = 2.8 μm	Conductor Width (μm, mils)	Signal-Ground Space (μm, mils)
Microstrip	51.2	47.5	47.2	762 (30)	
CPW Launch Microstrip	50.2	47.8	47.7	762 (30)	
CBCPW Tightly Coupled	47.1	44.8	44.0	609.6 (24)	127 (5)
CBCPW Moderate Coupled	50.6	49.2	46.2	660.4 (26)	203.2 (8)
CBCPW Loosely Coupled	50.8	48.1	46.2	711.2 (28)	304.8 (12)

带线小。在 CBCPW 电路中，电流以及电场紧紧地保持在共面层的 GSG 中。对于一个微带线电路来说，电场和电流会更加深入粗糙表面所在的金属基的底部。

测量差别

在这份报告中评估的所有电路都是在罗杰斯公司（www.rogerscorp.com）254μm 厚（10mil 厚）的 RT/duroid®5880 层压板上加工形成的。虽然用的是不同种类的铜箔，在所有情况下都是用的同一种绝缘材料：表面粗糙度均方根为 0.4μm 的压延铜，表面粗糙度均方根为 1.8μm 的电解铜箔，以及表面粗糙度均方根为 2.8μm 的高棱度的电解铜箔。表 1 提供了不同电路的尺寸细节，以及它们测得的特征阻抗。

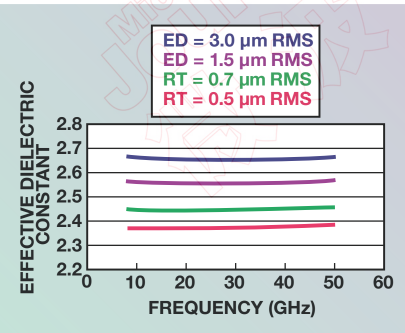

图 3. 当使用同种绝缘基材但是有着不同表面粗糙度的铜箔，就可以观察到有效介电常数有所不同。

表 1 中标明的电路标称尺寸是针对每个不同的电路设计的，但是，适用典型的 PCB 加工公差。在实际电路上，对于 CBCPW 共面层信号到接地的间距以及铜箔厚度在不同的电路上会有相当可观的差别。

还有一个现实中会影响大多数 PCB 电路尤其是 CBCPW 的问题，由于标准加工的影响，这有可能在电路表现方面导致更多的变化。这就是导线的梯形效应，或者是“边缘轮廓”，理想状况下，PCB 的导线在横截面上是矩形的，但实际电路的横截面形状是梯形的。这可能导致共面 GSG 区域的电流密度有所变化；一个理想的矩形导线结构将会在该区域内相邻导线的侧壁上有更高的电流密度，然而梯形结构会在底部（铜箔 - 基材的界面）有更高的电流密度。当由于梯形效应在底部有更大的电流密度时，铜箔表面的粗糙度就会对损耗以及传播常数有更大的影响。对于 CBCPW PCB 的梯形效应的顾虑显示在图 4 中。

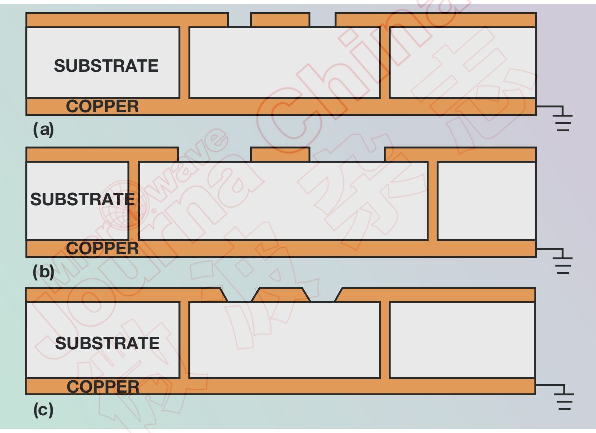

图 4. 这些横截面显示的是（a）理想的紧密耦合的 CBCPW，（b）理想的松耦合的 CBCPW，以及（c）有梯形效应的紧密耦合的 CBCPW。

图 5 对比了两种不同类型的共面电路的相位响应，以及它们是怎样受两种铜箔表面粗糙度极端情况的影响的。对于电路的一组数据进行的相位响应的测量用的是差相长度方法。8 在同一个板上加工形成两个非常相似的电路，它们之间唯一的差别就是传输线的物理长度。

图 5 显示微带线（CPW 微带线）在 10GHz 情况下，对于光滑 vs. 粗糙铜箔，RMS 分别是 0.4 和 2.8 的有效介电常数的差值大概是 0.09。同样

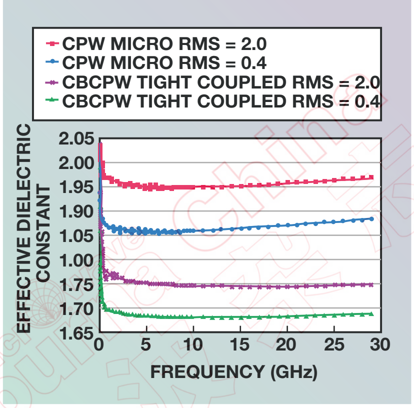

图 5. 这些有效介电常数的曲线对比了覆有两种极端表面粗糙度的铜箔的两种电路：共面发射微带线 (cpw micro) 和紧密耦合的 CBCPW。

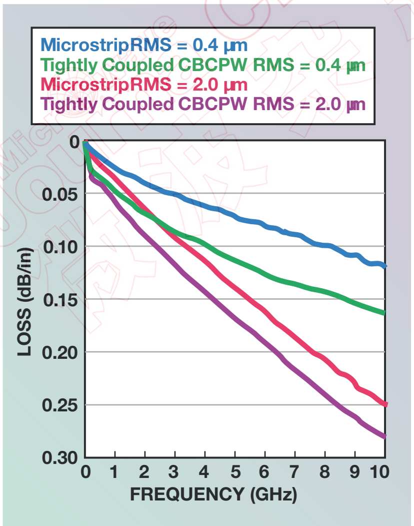

图 6. 覆有不同粗糙度铜箔的微带线和紧密耦合的 CBCPW 电路的比较。

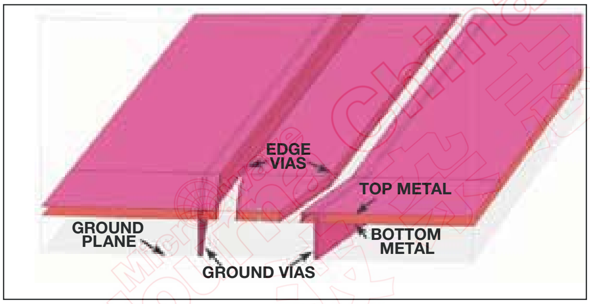

图 7. 这是在 Sonnet 中 CBCPW 导线横截面的等距视图。多层金属时用来包含梯形导线的影响。

的情况对于紧密耦合的 CBCPW 大概是在 0.06。虽然梯形效应将会导致 CBCOW 的结果产生比微带线更大的变化，该图显示铜箔表面粗糙度对于 CBCPW 传播常数的影响比微带线小得多。

图 5 也显示了色散的不同，随着频率的变化，微带线有效介电常数的变化会比 CBCPW 更大。显示的数据没有考虑梯形效应；但是，当梯形效应更大的情况下，CBCPW 电路会稍稍的比正常的多一些色散。

图 6 显示了两种不同的电路在覆有不同的表面粗糙度的铜箔时的插入损耗。在 10GHz 的时候，覆有粗糙铜箔以及光滑铜箔的微带线的损耗差大概是从 -0.250dB/in. 到 -0.121dB/in.。对于 CBCPW，这个差别大概是 从 -0.280Db/in. 到 -0.167dB/in.。如图 6 所示，铜箔表面粗糙度对于 CBCPW 电路的插入损耗的影响比微带线的小。梯形效应对于 CBCPW 的插入损耗的影响会比微带线的大。

模拟与测量

为了能够更好的理解本文中研究的电路的表现，我们通过来自 Sonnet 软件公司（www.sonnetsoftware.com）的三维（3-D）平面电磁模拟软件，Sonnet Suite Professional V13.54 建立以及分析模型。基于电路测试得到的微剖面数据，将模拟几何尺寸，比如基材厚度和铜箔表面粗糙度输入到软件中。用一台光学坐标测试仪器（CMM）来精确测量电路的长度。图 7 显示了一张 CBCPW 电路在 Sonnet 软件中的图像，而图 8 显示的是相应的显微照片中电路的横截面。

当 Sonnet 包含了模拟厚铜的支持，图 7 显示了用软件手动画的一张厚铜的近似图。在这个模型中，我们用了两片无限薄的金属，被隔开金属的物理厚度那么远的距离。顶层金属和实际的顶层金属的宽度是一样的，同样底层金属和实际的底层金属的宽度是一样的。层与层之间通过边缘孔来连接。这是为了能够有效的模拟金属的厚度以及 CBCPW 梯形的影响，我们可以看到底层金属稍稍的向边缘孔外延突出了一点，提供了物理剖面的“锐利度”。

能够成功模拟这些型号的微带线以及 CBCPW 电路的关键在于最近引入的表面粗糙度模型，这是 Sonnet 软件的 V13 独有的。这个模型是由 Sonnet 软件工程师和罗杰斯的材料开发者共同合作开发的，代表了一个金属粗糙度建模的巨大进步，解释了在金属导体剖面中的部分回路中的产生表面电感的影响。9 当有可能在 PCB 的顶层和底层用新的表面粗糙度的模型，这仅仅适用于底层金属的底层表面。粗糙度是有意加到金属的物理表面的，为的是能够和 PCB 绝缘材料结合的更加牢固。

图 9 对微带传输线模拟模型和测试得到的数据进行了比较。模拟显示了 1 英寸长没有连接发射的微带传输线的插入损耗（如图 7 所示），和差相长度测试的测试结果进行了比较。尽管在百分之一分贝的区间内，对于光滑（0.4 μ m RMS）和粗糙（2.8 μ m RMS）的金属表面，模拟和测试得到的结果都非常地吻合。高度吻合的测试结果再次确认了测试设置、测试步骤，以及新的 Sonnet/Rogers 表面粗糙度模型的有效性。

图 10 显示了对于 CBCPW 结构模拟以及测试类似的一致性。虽然对于 CBCPW 电路的一致性没有微带线

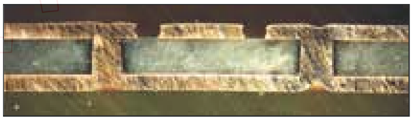

图 8. 这张显微照片显示的是 CBCPW 电路的横截面。

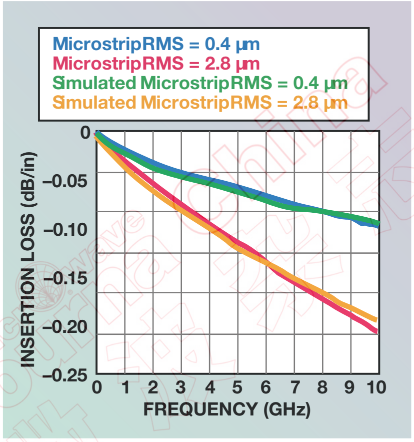

图 9. 比较微带线模拟以及测试的插入损耗。

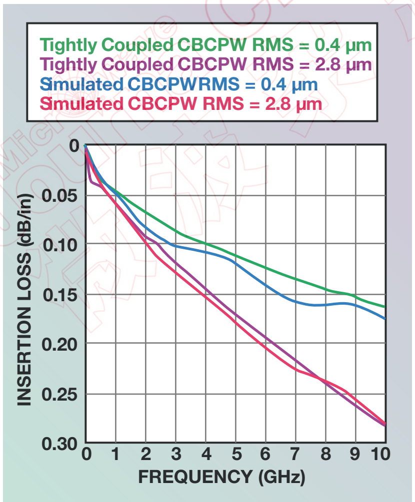

图 10. 比较 CBCPW 模拟以及测试所的插入损耗。

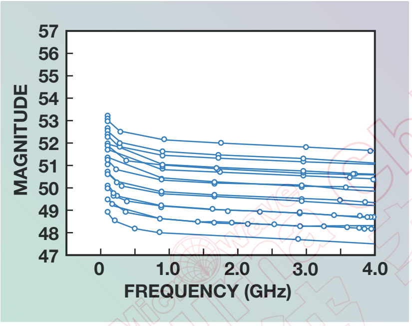

图 12. 这是"参数扫描"模拟的一个例子。可以从所有有效的组合中选择最为匹配的阻抗。

结构那么高，但是差别也在实验误差范围之内，再一次确认了这个模型以及这个报告中测试结果的准确性。

既然我们已经证明了表面粗糙度模拟的有效性，接下来可以看看它们怎么样才能进一步用来进行高频电路的设计。举个例子，一个像 CBCPW 的电路结构的一个主要的问题在于如何找到期望的阻抗。虽然对于传统的微带线电路很多教科书上的公式都可以用来达到这个目的，但对于 CBCPW 电路来说就不一定正确了。幸运的是，像 Sonnet 那样的电磁模拟器就适合用来为几乎任何一种合理的电路结构寻找与期望的阻抗相对应的 CBCPW 几何图形。对于任何一种 PCB 材料的 CBCPW 设计的阻抗可以分成三个主要参数：导线宽度、材料厚度，以及接地面分隔的距离。如图

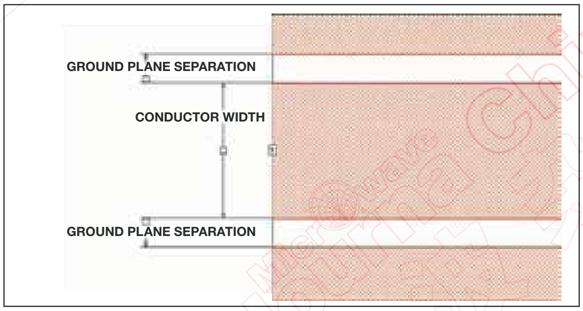

图 11. CBCPW 几何图形可以分割成三个主要的参数。

11 所示，这些参数对于 CBCPW 传输线阻抗的影响可以在电磁模拟器环境下进行分析了。

一旦参数化完成了，就会在一个期望的范围之内自动运行模拟，它会扫描三个参数的所有组合。之后就可以方便的在同一张图中标出所有阻抗，这就可以让设计者在结果中选择最好的几何图形以及阻抗。图 12 显示了这种阻抗图的一个例子。

概括一下，我们在受控条件下衡量了微带线、CBCPW 端口微带线，以及 CBCPW 传输线的表现。测试和仿真都在一种商用的，低损耗的覆有不同种类铜箔的微波基材上进行，使用不同的铜箔表面粗糙度。评估以及比较了铜箔表面粗糙度带来的影响，结果显示粗糙度越大则损耗越大。不同的电路结构都进行了测试和仿真的比较，通过恰当的应用仿真软件，就有可能减少在知之甚少的电路结构上通常会遇到的困难。■

参考文献

1. Bill Rosas, "Optimizing Test Boards for 50 GHz End Launch Connectors: Grounded Coplanar Launches and Through Lines on 30-mil Rogers RO4350B with Comparison to Microstrip," Southwest Microwave, Inc., Tempe, AZ, 2007, www.southwestmicrowave.com.
2. Rainee N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems," Wiley, New York, 2001.
3. J.W. Reynolds, P.A. LaFrance, J.C. Rautio, and A.F. Horn III, "Effect of conductor profile on the insertion loss, propagation constant, and dispersion in thin high frequency transmission lines," DesignCon, 2010.
4. S.P. Morgan, "Effect of surface roughness on eddy current losses at microwave frequencies," Journal of Applied Physics, Vol. 20, 1949, p. 352.
5. S. Groisse, I. Bardi, O. Biro, K. Preis, and K. R. Richter, "Parameters of lossy cavity resonators calculated by finite element method," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 3, May 1996.
6. G. Brist, S. Hall, S. Clouser, and T. Liang, "Non-classical conductor losses due to copper foil roughness and treatment," 2005 IPC Electronic Circuits World Convention, February 2005.
7. T. Liang, S. Hall, H. Heck & G. Brist, "A practical method for modeling PCB transmission lines with conductor roughness and wideband dielectric properties," in IEEE MTT-S Symposium Digest, p. 1780, November 2006.
8. Nirod K. Das, Susanne M. Voda, and David M. Pozar, "Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant," IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, Vol. MTT-35, No. 7, July 1987.
9. A. F. Horn, J. W. Reynolds, and J. C. Rautio, "Conductor Profile Effects on the Propagation Constant of Microstrip Transmission Lines," IEEE MTT-s Symposium Digest, May 2010, pp. 868-871.