

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局



(43) 国际公布日
2011 年 10 月 20 日 (20.10.2011)

PCT

(10) 国际公布号
WO 2011/127754 A1

(51) 国际专利分类号:
H03B 5/32 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2011/000658

(22) 国际申请日: 2011 年 4 月 14 日 (14.04.2011)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
201010148275.1 2010 年 4 月 15 日 (15.04.2010) CN

(71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): 复旦大学
(FUDAN UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国上海市邯郸
路 220 号, Shanghai 200000 (CN)。

(72) 发明人; 及

(75) 发明人/申请人 (仅对美国): 李巍 (LI, Wei)
[CN/CN]; 中国上海市浦东新区张衡路 825 号复旦
大学张江校区微电子楼 285 室, Shanghai 201203
(CN)。 周谨 (ZHOU, Jin) [CN/CN]; 中国上海市浦

东新区张衡路 825 号复旦大学张江校区微电子楼
285 室, Shanghai 201203 (CN)。

(74) 代理人: 中国专利代理 (香港) 有限公司 (CHI-
NA PATENT AGENT (H. K.) LTD.); 中国香港特别
行政区湾仔港湾道 23 号鹰君中心 22 号楼, Hong
Kong (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家
保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB,
BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR,
CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB,
GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP,
KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS,
LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX,
MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL,
PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV,
SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC,
VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区
保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ,
NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ,

[见续页]

(54) Title: DUAL-MODE VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR, FREQUENCY SYNTHESIZER AND WIRELESS RE-
CEIVING APPARATUS

(54) 发明名称: 双模压控振荡器、频率综合器及无线接收装置

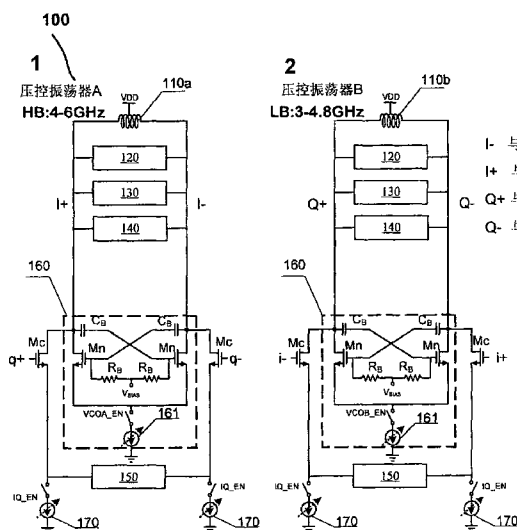


图 2

(57) Abstract: A dual-mode voltage-controlled oscillator, a frequency synthesizer and a wireless receiving apparatus are provided, which belong to the technical field of radio frequency wireless receiver integrated circuits. The DMVCO and frequency synthesizer can work in a wideband mode and a quadrature mode, when they work in the quadrature mode, a quadrature signal is provided for the quadrature signal sideband mixer of the frequency synthesizer through a first voltage-controlled oscillator unit of the DMVCO is quadrature coupled with a second voltage-controlled oscillator unit of the DMVCO in an overlap frequency band, thus covering output band of high frequency. The tuning range of the DMVCO is wide, and the power consumption of the frequency synthesizer using the DMVCO is low, the structure of the frequency synthesizer is simple, the scattering character of the frequency synthesizer is good.

[见续页]

- 1 VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR A
- 2 VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR B
- 3 I- IS COUPLED WITH i-
- 4 I+ IS COUPLED WITH i+
- 5 Q+ IS COUPLED WITH q+
- 6 Q- IS COUPLED WITH q-

WO 2011/127754 A1



BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

(57) 摘要:

公开了一种双模压控振荡器 (DMVCO)、频率综合器以及无线接收装置, 属于射频无线接收机集成电路技术领域。该 DMVCO 和频率综合器可以工作于宽带模式和正交模式, 工作于正交模式时, 通过 DMVCO 中的第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元在交叠频段的正交耦合, 为频率综合器的正交单边带混频器提供正交信号, 从而覆盖高频率的输出频段。所述 DMVCO 的调谐范围宽, 并且使用该 DMVCO 的频率综合器的功耗低、结构简单、频率杂散性好。

双模压控振荡器、频率综合器及无线接收装置

技术领域

本发明属于射频无线接收机集成电路技术领域，涉及可工作于宽
5 带模式（wideband mode）或正交模式（quadrature mode）的双模压控
振荡器（Dual-Mode Voltage-Controlled Oscillator, DMVCO）、以及使用
该 DMVCO 的频率综合器和无线接收装置。

背景技术

10 随着无线通信技术的快速发展，越来越多的无线通信设备进入到
人们的日常生活当中。在这种背景下，为了追求更快的数据传输率以
及更高的频谱利用率，越来越多的无线通信标准出现在现在的空间环
境中。

图 1 所示为目前空间环境中的一些通信标准的频谱分布。例如，
15 移动通信是无线技术的最重要应用之一，在目前广泛使用的第二代移
动通信 GSM（Global System of Mobile Communication，全球移动通信
系统）制式移动通信的基础上，移动通信正在全面进入第三代移动通
信的时代。第三代移动通信标准包括中国标准 TD-SCDMA，欧洲标准
WCDMA 以及北美标准 CDMA2000。于是，第二代移动通信与第三代
20 移动通信之间，第三代移动通信不同标准之间，不同频率、不同制式
的支持移动通信的无线信号将在空间长期共存。同时，随着人们对数
据高速无线传输方面的要求不断提高，无线数据通信特别是无线宽带
数据通信技术也快速发展，目前正广泛使用的通信标准有 Bluetooth
（蓝牙）和 Wi-Fi，还有将来带宽更宽、速度更快的通信标准 UWB
25 （Ultra Wideband，超带宽）等等。无线导航应用也不例外，全球定
位系统 GPS（Global Positioning System，全球定位系统）/伽利略/北斗
等定位导航系统都在快速发展。广播应用更是如此，DTMB（Digital
Television Terrestrial Multimedia Broadcasting，地面数字电视 多媒体
广播）、CMMB（China Mobile Multimedia Broadcasting，中国移动多
30 媒体广播）、DVB-H（手持数字多媒体广播）等国内和国际标准，以
及行业标准都已经趋于成熟，或正在产业化推进过程中。

在目前这种无线通信技术的发展趋势下，一款能够支持多标准多

模式（即 Multi-Mode，多模）的无线接收机就显得尤其重要，这符合软件定义无线电（Software-Defined Radio，SDR）这一无线电技术发展的重要趋势，可以大大提高无线接收机的可重构性。因此，现有技术中尝试性提出了支持多模式、可重构的无线电接收机。然而，为实现这种无线电接收机，一款宽频带范围的高性能频率综合器的设计是关键之一；进一步，可以为该频率综合器提供一个宽调谐范围（Tuning Range，TR）的正交本振信号以进行无线信号的调制与解调的压控振荡器（Voltage-Controlled Oscillator，VCO）是技术的核心。

现在大多数的商用多模通信设备中，支持多模式的无线接收机通常是将各个通信模式的芯片分别集成在一块电路板上。这样的简单堆砌，将造成无线接收机的功耗、重量和面积增加，成本也大大增加。因此，无线接收机向多模、单芯片式方向发展是必然趋势。

M. Ingels等人在ESSCIRC 2007（第436-439页）发表的、题为“A CMOS 100 MHz to 6 GHz Software Defined Radio Analog Front-end with Integrated Pre-Power Amplifier”的文章中，提出了一种宽频带的频率综合器。该频率综合器使用单边带混频器（Single Sideband Mixer，SSBM）进行上变频操作来扩展频带，并使用多个多相滤波器（Poly Phase Filter，PPF）为单边带混频器（Single Sideband Mixer，SSBM）提供正交信号，然而为提高PPF的工作频率范围，PPF的阶数必须增加，势必会大大增加该频率综合器的功耗。

Davide Guermandi等人在2005年2月的IEEE ISSCC Digest of Technical Papers上（第536-537页）发表的、题为“A 0.75 to 2.2GHz Continuously-Tunable Quadrature VCO”文章中，提出了一种宽频带的频率综合器。该频率综合器同样使用SSBM进行上变频操作来扩展频带，但通过使用正交压控振荡器（Quadrature Voltage-Controlled Oscillator，QVCO）为SSBM提供正交信号。但是QVCO的调谐范围非常有限，并且功耗大、谐波抑制能力差。

Pierluigi Nuzzo等人在2008年6月“IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.”论文集中（第303-306页）的、题为“A 0.1-5GHz Dual-VCO Software-Defined $\Sigma\Delta$ Frequency Synthesizer in 45nm Digital CMOS”文章中，提出了一种宽频带的频率综合器。在该频率综合器中，为了实现压控振荡器的宽调谐范围，采用了两个分别

工作在高低两个不同频段的压控振荡器来覆盖一个非常宽的调谐范围。但是，这样的一种架构需要压控振荡器工作在所需频率的两倍频率处，然后通过除二除法器（Divider-by-2）产生镜像来抑制接收机所需要的正交信号。由于高频除法器（有时还包括高频缓冲器）的使用，
5 这种架构的频率综合器在高频段需要消耗大量的功耗，频率综合器的带宽和功耗难以兼顾。

发明内容

为克服以上所述及的缺点或者其它缺点，本发明提出一种既可工
10 作于宽带模式也可工作于正交模式的 DMVCO 和频率综合器。

按照本发明的一方面，提供一种双模压控振荡器，其包括第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元，所述第一压控振荡器单元工作于第一频段，所述第二压控振荡器工作于第二频段，所述第一频段与
所述第二频段之间具有交叠频段；

15 每个所述压控振荡器单元均包括正交耦合模块；

所述双模压控振荡器可操作地工作于宽带模式或正交模式；

其中，工作于所述宽带模式时，仅通过第一压控振荡器单元或第二压控振荡器单元产生相应频率的差分信号；

工作于所述正交模式时，所述第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元同时工作在所述交叠频段，通过所述第一压控振荡器单元和
20 第二压控振荡器单元的正交耦合模块，将所述第一压控振荡器单元与
所述第二压控振荡器单元耦合在一起，并产生相应频率的正交信号。

按照本发明提供的双模压控振荡器的优选实施例中，所述第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元在所述交叠频段的频率调谐特性基本相同。
25

较佳地，每个所述压控振荡器单元还包括：

开关式电容阵列，其用于控制所述第一压控振荡器单元和所述第二压控振荡器单元在所述交叠频段内的相应调谐曲线的所在频率相同；以及

30 开关式可变电容阵列，其用于控制所述第一压控振荡器单元和所述第二压控振荡器单元在所述交叠频段内的相应调谐曲线的调谐增益相同。

较佳地，所述开关式电容阵列包括多个开关式电容单元，每个开关式电容单元对应控制所述交叠频段内的一条调谐曲线的所在频率。

较佳地，所述开关式可变电容阵列包括多个开关式可变电容单元，每个开关式可变电容单元对应控制所述交叠频段内的一条调谐曲线的调谐增益。

较佳地，所述开关式电容阵列还包括多个采用二进制权重的开关式电容单元，对应控制所述压控振荡器在所述交叠频段外的调谐曲线的所在频率。

在又一较佳实例中，每个所述压控振荡器单元还包括：

具有线性化功能的固定式可变电容模块，其用于控制所述第一压控振荡器单元和所述第二压控振荡器单元的调谐曲线的线性度。

在还一较佳实例中，每个所述压控振荡器单元还包括：

相移网络模块，其用于提供基本为 90° 的相移以降低所述第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元在所述交叠频段对频率失配及幅度失配的敏感性。

按照本发明提供双模压控振荡器的又一实施例，每个所述压控振荡器单元还包括片上电感和寄生电容。

较佳地，每个所述压控振荡器单元还包括：

负阻模块，其为所述压控振荡器单元的谐振腔提供振荡所需要的能量；

其中，所述负阻模块包括两个相互交叉耦合的晶体管以及第一电流源阵列；通过控制所述第一电流源阵列来调整流经所述交叉耦合晶体管的电流大小，以控制所述第一压控振荡器单元或第二压控振荡器单元的输出信号幅度。

较佳地，所述第一电流源阵列与所述交叉耦合的晶体管之间设置第一开关，所述双模压控振荡器工作于宽带模式时，控制所述第一开关以选择所述第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元中的任意一个。

较佳地，所述正交耦合模块包括两个正交耦合晶体管，其中，第一压控振荡器单元/第二压控振荡器单元中的每个所述正交耦合晶体管的栅极与第二压控振荡器单元/第一压控振荡器单元的所述谐振腔

的相应输出信号耦合。

较佳地，每个所述压控振荡器单元中设置用于为所述正交耦合晶体管提供偏置电流的第二电流源阵列。

- 5 较佳地，所述正交耦合晶体管与所述第二电流源阵列之间设置第二开关，通过控制所述开关以实现所述双模压控振荡器在所述宽带模式和所述正交模式之间切换。

具体地，所述第一频段基本为 3GHz 至 4.8GHz，所述第二频段基本为 4GHz 至 6GHz，所述交叠频段基本为 4GHz 至 4.8GHz。

- 10 按照本发明的又一方面，提供一种频率综合器，包括本振发生器，所述本振发生器包括：

以上所述及的任意一种双模压控振荡器，

正交单边带混频器（Quadrature Single Sideband Mixer，QSSBM），以及

一级或一级以上的除法器；

- 15 其中，所述频率综合器可操作地工作于宽带模式或正交模式；

工作于所述宽带模式时，第一压控振荡器单元或第二压控振荡器单元所产生差分信号通过所述除法器处理以产生第一正交本振信号；

- 20 工作于所述正交模式时，将正交耦合处理后输出得到的正交信号和所述除法器所输出的正交信号输入至所述正交单边带混频器进行上变频处理以产生第二正交本振信号；

所述第一正交本振信号用于覆盖频率相对低的第一输出频段，所述第二正交本振信号用于覆盖频率相对高的第二输出频段。

按照本发明提供的频率综合器的一实施例，所述本振发生器还包括第一级频率选通器和第二级频率选通器；

- 25 其中，所述第一级频率选通器选择第一压控振荡器单元或第二压控振荡器单元所述输出的相应频率的差分信号至所述除法器，所述第二级频率选通器选择任一所述除法器所输出的正交信号以输出所述第一正交本振信号。

- 30 较佳地，所述第一输出频段可以基本为 0.4GHz 至 3GHz，所述第二输出频段可以基本为 5 GHz 至 6GHz。

按照本发明的再一方面，提供一种无线接收装置，其包括以上所述及的任意一种频率综合器。

本发明的技术效果是，频率综合器在覆盖较低输出频段（例如 0.4-3GHz）时，频率综合器和 DMVCO 工作于宽带模式，DMVCO 工作在相对较低的频率上，因此频率综合器所使用的除法器 and 缓冲器的功耗就能大大降低；频率综合器在覆盖较高输出频段（例如 5-6GHz）时，频率综合器和 DMVCO 工作于正交模式，利用 DMVCO 中的两个工作于交叠频段的压控振荡器来提供 QSSBM 所需要的正交信号，避免了额外的 PPF 和 QVCO 的使用，因此，使用 DMVCO 的频率综合器结构并不复杂，不但其输出频率范围可得到保证，而且功耗并不增加，同时兼顾了输出频率范围和功耗的要求。并且，频率综合器中使用的 QSSBM 可以抑制混频时的镜像信号，提高压控振荡器的频谱纯度，频率杂散性好。

附图说明

从结合附图的以下详细说明中，将会使本发明的上述和其它目的及优点更加完全清楚，其中，相同或相似的要素采用相同的标号表示。

图 1 是目前空间环境中的一些通信标准的频谱分布；

图 2 是按照本发明一实施例提供的宽带正交 DMVCO 的结构示意图；

图 3 是图 2 所示压控振荡器 A 和 B 的调谐曲线分布示意图；

图 4 是按照本发明一实施例提供的频率综合器的本振发生器的模块结构示意图，其压控振荡器使用如图 2 所示的 DMVCO；

图 5 是图 2 所示的 DMVCO 的工作原理示意图；

图 6 是图 4 所示频率综合器的频谱规划示意图；

图 7 是图 2 所示开关式电容阵列 120 中所使用的开关式电容单元的结构示意图；

图 8 是图 2 所示开关式可变电容阵列 130 中所使用的开关式可变电容单元的结构示意图；

图 9 是图 2 所示具有线性化功能的固定式可变电容模块 140 的结构示意图；

图 10 是图 2 所示的相移网络模块 150 的结构示意图；

图 11 是图 2 所示实施例的 DMVCO 在正交模式下输出信号的示意图。

具体实施方式

下面介绍的是本发明的多个可能实施例中的一些，旨在提供对本发明的基本了解。并不旨在确认本发明的关键或决定性的要素或限定所要保护的范围。容易理解，根据本发明的技术方案，在不变更本发明的实质精神下，本领域的一般技术人员可以提出可相互替换的其它实现方式。因此，以下具体实施方式以及附图仅是对本发明的技术方案的示例性说明，而不应当视为本发明的全部或者视为对本发明技术方案的限定或限制。

本文中，宽带正交双模压控振荡器是指可分别地工作于宽带模式或正交模式的 DMVCO，其中，“宽带模式”是指对 DMVCO 的其中一个压控振荡器输出信号进行除法处理以产生正交信号；“正交模式”是指将 DMVCO 中的两个压控振荡器耦合在一起以产生正交信号。

在设计 VCO 及频率综合器时，必须兼顾考虑以下性能指标：频率范围（即 VCO 的调谐范围、或频率综合器的输出频率范围）、相位噪声、频率杂散、功耗以及芯片面积等。

图 2 所述为按照本发明一实施例提供的宽带正交 DMVCO 的结构示意图。图 3 所示为图 2 所示的压控振荡器 A 和 B 的调谐曲线分布示意图。图 4 所示为按照本发明一实施例提供的频率综合器的本振发生器的模块结构示意图，其压控振荡器使用如图 2 所示的 DMVCO。图 5 所示为图 2 所示的 DMVCO 的工作原理示意图，图 6 所示为图 4 所示频率综合器的频谱规划示意图。

参阅图 2 所示，DMVCO 100 包括工作在高频段的压控振荡器 A 和工作低频段的压控振荡器 B，压控振荡器 A 和 B 的电路结构基本相同，它们都包括相同部件，以下将详细描述它们的各部件。在该实施例中，为支持各种通信标准协议，通过 DMVCO 中的两个 VCO 以及图 2 中的频率选通器、除法器 and 正交单边带混频的处理，实现 0.4-3GHz 以及 5-6GHz 的调谐范围（如图 4 所示），从而可以覆盖如图 1 所示的常见通信标准的频谱分布。

参阅图 2 和图 3，压控振荡器 A 和 B 分别包括片上电感 110a 和 110b，同时还包括在片上电感两端的寄生电容（图中未示出）。压控振荡器 A 和 B 分别在其所工作的频段范围内调谐产生如图 3 所示的调

谐曲线；明显地，压控振荡器 A 工作于高频段（High Band, HB），压控振荡器 B 工作于低频段（Low Band, LB）。在下文中，HB 是指 4-6GHz 的频率范围，LB 是指 3-4.8GHz 的频率范围，二者在 4-4.8GHz 频率范围为交叠频段，在附图中，VCO HB 是指压控振荡器 A，VCO LB 是指压控振荡器 B。需要说明是，根据使用该 DMVCO 的频率综合器需要覆盖的目标频段（频率范围），可以设置压控振荡器 A 和 B 工作于不同于以上实施例的其它频段。

继续如图 2 所示，在 LC 谐振腔的两端并联负阻模块 160，其用来为压控振荡器 A 或 B 的谐振腔提供振荡所需要的能量。在该实施例中，负阻模块 160 包括两个相互交叉耦合的晶体管 Mn；进一步，负阻模块 160 还设置电流源阵列 161，交叉耦合晶体管 Mn 所流过的电流受电流源阵列 161 控制，交叉耦合晶体管 Mn 的栅极电压通过栅极偏压 V_{BIAS} 控制并通过低通 RC 滤波器来提供（如图 2 中所示的 R_B 和 C_B ）；控制交叉耦合的晶体管 Mn 所流过的电流大小使压控振荡器 A 或 B 始终工作在电流受限区，而不至于进入电压受限区、或者不至于由于电流太小而导致振荡幅度太小。因此，可以更好地平衡压控振荡器 A/压控振荡器 B 的性能和功耗。另外，在电流源阵列 161 和交叉耦合的晶体管 Mn 之间设置开关（例如， V_{COA_EN} , V_{COB_EN} ），通过控制该开关，可控制相应的压控振荡器是否工作。

参阅图 2 和图 4、图 5 和图 6，DMVCO 工作于宽带模式时，压控振荡器 A 在 4-6GHz 调谐范围内产生差分信号，压控振荡器 B 在 3-4.8GHz 调谐范围内产生差分信号，压控振荡器 A（即 VCO HB）和压控振荡器 B（即 VCO LB）中任意一个所述输出的差分信号可以被频率综合器 10 中的除法器进行处理以产生相应频率的正交信号。在该实施例中，频率综合器 10 的频率选通器通过多路复用器实现，第一级的二选一多路复用器（MUX2）151 选择其中一路差分信号，然后通过多级除法器所形成的除法器链路模块 17 进行除法处理，以生成各个频段范围的正交信号。在该实施例中，除法器链路模块 17 中的五个除法器（171 至 175）选择为电流模式逻辑（Current Mode Logic, CML）除 2 除法器。例如，压控振荡器 A 所产生的差分信号经过除法器链路模块 17 中的除法器 171 处理后，可产生 2-3GHz 的正交信号；压控振荡器 A 所产生的差分信号经过除法器链路模块 17 中的除法器

172 和 173 处理后,可产生 1-1.5GHz 的正交信号;压控振荡器 A 所产生的差分信号经过除法器链路模块 17 中的除法器 172、174 和 175 处理后,可产生 0.5-0.75GHz 的正交信号;同样地,压控振荡器 B 所产生的差分信号经过除法器链路模块 17 中的除法器 171 处理后,可产生 1.5-2.4GHz 的正交信号;压控振荡器 B 所产生的差分信号经过除法器链路模块 17 中的除法器 172 和 173 处理后,可产生 0.75-1.2GHz 的正交信号;压控振荡器 B 所产生的差分信号经过除法器链路模块 170 中的除法器 172、174 和 175 处理后,可产生 0.375-0.6GHz 的正交信号。因此,可以连续产生 0.4-3GHz 的正交信号,通过第二级的三选一多路复用器 (MUX3) 153 选择其中一个除法器输出的正交信号,从而可以生成如图 6 所示的覆盖频段 0.4-3GHz 的正交本振信号(例如,如图 4 所示的 LO_I 或 LO_Q)。需要说明的是,在该实例中,由于压控振荡器 A 和压控振荡器 B 存在交叠频段,在除法器处理以后也相应存在交叠频段(例如,1-1.5GHz 频段与 0.75-1.2GHz 频段在 1-1.2GHz 存在交叠频段),此时可以选择使用压控振荡器 B 除法处理后的正交信号来覆盖该频段,这样,可以减小压控振荡器的功耗,进而降低频率综合器的功耗。

因此,DMVCO 100 工作在宽度模式时,频率综合器 10 也工作在宽带模式,通过 MUX3 153 的选择输出,频率综合器 10 可以覆盖 0.4-3GHz 的输出频率范围。因此,在输出 0.4-3GHz 频段内的正交本振信号时,仅通过压控振荡器 A 或者压控振荡器 B 中的一个工作即可,因此,另一压控振荡器可以停止工作,大大降低宽带模式下的功耗。具体地,可以通过控制电流源阵列和交叉耦合的晶体管 Mn 之间设置的开关(例如, VCOA_EN, VCOB_EN)来实现。

另外,DMVCO 还可以工作于正交模式。现有技术中,QVCO 可以认为由两个完全相同的 VCO 耦合而成,即两个 VCO 的结构基本相同、工作于相同频段范围并具有相同的频率调谐特性,因此,两个 VCO 之间可以耦合产生精准的正交输出。在本发明中,压控振荡器 A 和 B 均工作于 4-4.8GHz 频段时,DMVCO 工作于正交模式以使频率综合器 10 通过 QSSBM (Quadrature Single Sideband Mixer, 正交单边带混频器) 13 产生 5-6GHz 的正交信号。为了保证 QSSBM 所输入的正交信号的相位误差足够小(相位误差越小越好),需要使压控振荡

器 A 和 B 在交叠频段内的调谐曲线的所在频率和斜率尽可能一致,并且需要使压控振荡器 A 和 B 在交叠频段内的输出信号的幅度尽可能一致,即总体来所,在交叠频段内频率调谐特性尽可能相同。

为满足正交模式工作的要求,DMVCO 100 的每个 VCO 中设置正交耦合模块。如图 2 所示,在该实施例中,压控振荡器 A 和压控振荡器 B 工作于交叠频段时(4-4.8GHz),二者通过正交耦合模块进行正交耦合输出,此时 DMVCO 可以基本等同于 QVCO。具体地,压控振荡器 A 和压控振荡器 B 的正交耦合模块均包括两个正交耦合晶体管 Mc,一个压控振荡器中每个正交耦合晶体管 Mc 的栅极与另一个压控振荡器的谐振腔的相应输出信号耦合;例如,如图 2 所示, $i+$ 与 $I+$ 耦合, $i-$ 与 $I-$ 耦合, $q+$ 与 $Q+$ 耦合, $q-$ 与 $Q-$ 耦合,从而可以实现压控振荡器 A 和压控振荡器 B 之间的正交耦合。

进一步参阅图 2 和图 3,压控振荡器 A 和压控振荡器 B 中均设置有开关式电容阵列 (Switched Capacitor Array) 120,开关式电容阵列 120 并联接入谐振腔。如图 3 所示,在该实例中,通过开关式电容阵列 120,压控振荡器 A 在 4-6GHz 的调谐范围被划分为 32 条调谐曲线,压控振荡器 B 在 3-4.8GHz 的调谐范围被划分为 32 条调谐曲线。现有技术中,开关式电容阵列 120 由采用二进制权重的开关式电容单元组成(例如 5 个开关式电容单元生成 2^5 条调谐曲线)。并且,压控振荡器的振荡频率通过以下关系式 (1) 计算:

$$f_{vco,n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{tot,n}}} \quad (1)$$

其中, $f_{vco,n}$ 为对应调谐曲线的频率, $C_{tot,n}$ 为谐振腔的总电容,且 $C_{tot,n} = C_p + C_{a,n} + C_v$, 其中, C_p 为总寄生电容(图 2 中未示出), $C_{a,n}$ 为开关式电容阵列 120 的总电容, C_v 为所有可变电容(例如,图 2 中所示的开关式可变电容阵列 130 和具有线性化功能的固定式可变电容模块 140)。

因此,如果全部采用二进制加权开关式电容单元来控制每条调谐曲线的频率,那么交叠频段范围的调谐曲线之间的频率间隔是难以相等的,从而难以保证两个 VCO 在 4-4.8GHz 频段的频率调谐特性的频率参数方面相等。为了在 4-4.8GHz 频段使两个 VCO 的调谐曲线一致,在该开关式电容阵列 120 中,并不全部使用采用二进制权重的开关式

电容，而是基本由 16 个开关式电容单元和 4 个采用二进制权重的开关式电容单元组成。其中，16 个开关式电容单元控制交叠频段的 16 条调谐曲线，通过对每个开关式电容阵列 120 中的每个开关式电容单元进行设计控制，可以保证在交叠频段中相邻两条调谐曲线的间隔相同，即容易保证两个压控振荡器的输出频率相等。另外，在该实例中，
5 对应在交叠频段之外，使用 4 位二进制开关式电容以减小寄生效应。

图 7 所示为图 2 所示开关式电容阵列 120 中所使用的开关式电容单元的结构示意图。如图 7 所示，MIM 电容 C_a 通过中间的开关（由两个 NMOS 管构成）控制，控制信号为 D_n ，并通过上拉管（两个 PMOS 管构成）和下拉管（两个 NMOS 管构成）提供偏置电平。开关式电容
10 单元的具体结构不受图 7 所示实施例限制。

继续参阅图 2 和图 3，在交叠频段，即使两个压控振荡器的输出频率等，还必须尽量保证两个压控振荡器的调谐增益（tuning gain） K_{VCO} 相等，在图 3 中反映为相应调谐曲线的“斜率”相同。压控振荡器 A 或 B 的调谐增益（即调谐曲线的斜率）通过以下关系式（2）计算：
15

$$K_{VCO,n} = \frac{\partial f_{VCO,n}}{\partial V_{ctrl}} = -\frac{1}{4\pi\sqrt{LC_{tot,n}^3}} \cdot \frac{\partial C_v}{\partial V_{ctrl}} \quad (2)$$

其中， $K_{VCO,n}$ 为相应调谐曲线的斜率， $f_{VCO,n}$ 调谐曲线对应的频率， $C_{tot,n}$ 为谐振腔的总电容， C_v 为可变电容， V_{ctrl} 为压控振荡器 A 或 B 的控制电压。
20

传统的压控振荡器都采用物理上固定接入电感电容谐振腔的固定式可变电容（不具备线性化功能）来实现振荡器的压控功能。那么，从关系式（2）中，不难发现，当谐振腔的总电容 $C_{tot,n}$ 小的时候，即压控振荡器的振荡频率高的时候，调谐曲线的斜率大；当谐振腔的总电容 $C_{tot,n}$ 大的时候，即压控振荡器的振荡频率低的时候，调谐曲线的斜率小。为了抵消 $C_{tot,n}$ 的变化对压控振荡器调谐增益的影响，压控振荡器 A 和压控振荡器 B 中均设置开关式可变电容阵列（Switched Varactor Array）130，开关式可变电容阵列 130 并联接入谐振腔。
25

图 8 所示为图 2 所示开关式可变电容阵列 130 中所使用的开关式可变电容单元的结构示意图。如图 8 所示，在该实例中，开关式可变电容阵列 130 中包括 16 个（因关系式（2）中的 n 为 1 至 16 的任一整数）如
30

图8所示的开关式可变电容单元，以分别对交叠频段的16条调谐曲线进行斜率调整。当 $C_{tot,n}$ 增大时，通过开关式可变电容单元130的开关，使更多的可变电容（ C_v ）接到 V_{ctrl} 端；当 $C_{tot,n}$ 减小时，通过开关式可变电容单元130的开关，减少接到 V_{ctrl} 端的可变电容（ C_v ）的数量，

5 从而实现调谐曲线斜率的控制。因此，通过开关式可变电容阵列130可以控制调谐增益 K_{VCO} ，使压控振荡器A和B在交叠频段中的频率调谐特性被一致地设计为固定的 K_{VCO} 。而且，压控振荡器A和B的频率调谐特性可被频段细调谐以补偿工艺、电压、温度（Process, Voltage, Temperature, PVT）的波动。

10 需要说明的是，开关式可变电容阵列130中开关式可变电容单元的具体结构不受本发明图8所示实施例限制。例如，每个开关式可变电容单元还可以由2个反型MOS管（I-MOS）可变电容组成，其可以通过开关转换实现频段细调谐、或可以被连接到振荡器调谐电压 V_{ctrl} 以控制VCO的调谐增益。

15 继续参阅图2和图3所示，正交耦合晶体管 M_c 的偏置电流也采用如图所示的电流源阵列170来提供，从而，可以易于保证压控振荡器A和B在交叠频段的振荡幅度相同，进一步使二者在交叠频段的频率调谐特性更接近。正交耦合晶体管 M_c 与电流源阵列170之间可以设置开关（ IQ_EN ），通过控制该开关，可以使DMVCO在宽带模式和正交模式

20 之间切换。

继续参阅图2和图3所示，在以上实施例中，开关式电容阵列120和开关式可变电容阵列130均为可数字式变化的电容阵列，难以实现对图3所示的每条调谐曲线的连续调谐控制。因此，压控振荡器A和B上还均设置具有线性化功能的固定式可变电容模块140。

25 图9所示为图2所示具有线性化功能的固定式可变电容模块140的结构示意图。结合图2和图9所示，具有线性化功能的固定式可变电容模块140同样并联接入谐振腔，固定式可变电容模块140中，通过由电阻 R_2 构成的分压网络，三个偏置点的可变电容 C_{VAR} 被分别偏置在三个不同的偏置电压（ V_{DD} 、 $V_{DD}/2$ 和 V_{SS} ）上，可变电容 C_{VAR} 和偏置点之间可以通过大电阻 R_1 进行隔离。通过这样偏置后，压控振荡器A和B的相应调谐曲线的线性度可以得到大大提高。

30

继续参阅图2和图3所示，尽管通过开关式电容阵列120、开关式

可变电容阵列130和具有线性化功能的固定式可变电容模块140可以实现压控振荡器A和B在交叠频段的频率调谐特性基本相同，即图3所示的调谐曲线在交叠频段比较接近；但是，压控振荡器A和B在交叠频段实现QVCO的功能时，对频率的失配和幅度的失配是非常敏感的，

5 为了降低对这些失配的敏感性，在压控振荡器A和B上还均设置有相移网络模块150，图10所示为图2所示的相移网络模块150的结构示意图。在该实施例中，使用了相移网络模块150以后，正交耦合晶体管Mc的大信号等效跨导可以通过以下关系式（3）计算：

$$10 \quad G_{m_Mc} = \frac{g_{m_Mc}}{1 + g_{m_Mc} R_s} \frac{1 + s R_s C_s}{1 + s R_s C_s / (1 + g_{m_Mc} R_s)} \quad (3)$$

其中， G_{m_Mc} 为正交耦合晶体管Mc的等效跨导， g_{m_Mc} 为正交耦合晶体管Mc的跨导， R_s 为相移网络模块150中的相移电阻， C_s 为相移网络模块150中的相移电容。

从关系式（3）中可以看出，将电阻 R_s 和/或电容 C_s 调整至合适值，

15 就能提供一个接近90°的相移。所提供的相移能大大降低正交模式的DMVCO对频率及幅度失配的敏感性，以至于正交模式的DMVCO获得更好的相位噪音性能并获得更精确的正交输出信号。

参阅图4和图5，DMVCO 100工作于正交模式时，压控振荡器A与压控振荡器B同时工作在交叠频段，并可以耦合在一起从而生成正交信号。图11所示为图2所示实施例的DMVCO在正交模式下输出信号的示意图。其中，正交模式下DMVCO产生的正交信号（分别为I、Q两路）在图11中示意性地给出。在频率综合器10中，设置有QSSBM 13，在频率综合器10工作于正交模式时，将DMVCO 100所输出的正交信号与除法器173输出的正交信号输入至QSSBM 13，QSSBM 13进行上变频处理，从而可以输出5-6GHz的正交本振信号。因此，如图6所示，

20 频率综合器10可以通过混频器（MIX）覆盖5-6GHz的频段。可以理解的是，在其它实施例中，除法器链路中其它除法器所输出的正交信号也可以输入至QSSBM 13中。

由上述可知，频率综合器在覆盖较低输出频段（例如0.4-3GHz）

30 时，频率综合器和DMVCO工作于宽带模式，DMVCO在相对较低频率段调谐范围工作，频率综合器所使用的除法器 and 缓冲器的功耗就能大

大降低；频率综合器在覆盖较高输出频段（例如5-6GHz）时，频率综合器和DMVCO工作于正交模式，利用DMVCO中的两个工作于交叠频段的压控振荡器来提供QSSBM所需要的正交信号，避免了额外的PPF和QVCO的使用，因此，使用DMVCO的频率综合器的结构并不复杂，不但其输出频率范围可以得到保证，而且功耗并不增加，同时兼顾了输出频率范围和功耗的要求。频率综合器中使用的QSSBM可以抑制混频时的镜像信号，提高压控振荡器的频谱纯度，频率杂散性好。

需要说明的是，以上实施例中对覆盖0.4-3GHz以及5-6GHz频段的频率综合器以及该频率综合器所使用的DMVCO进行了说明，本领域技术人员根据以上教导和启示，通过软件定义无线电的技术，实现对其它带宽范围的覆盖。因此，该发明DMVCO、频率综合器的可重构性好。

进一步，如图4所示，频率综合器10中，本振发生器一般地还包括锁相环（PLL）模块（图中未示出），锁相环模块可以用来控制并稳定DMVCO的输出频率。应用图4所示的频率综合器10，可以进一步形成无线电接收装置（例如无线电接收机），无线电接收装置所包括的其它具体部件在此不再一一详述。

以上例子主要说明了本发明的DMVCO、使用该DMVCO的频率综合器以及无线电接收装置。尽管只对其中一些本发明的实施方式进行了描述，但是本领域普通技术人员应当了解，本发明可以在不偏离其主旨与范围内以许多其他的形式实施。因此，所展示的例子与实施方式被视为示意性的而非限制性的，在不脱离如所附各权利要求所定义的本发明精神及范围的情况下，本发明可能涵盖各种的修改与替换。

25

权 利 要 求

1. 一种双模压控振荡器，其特征在于，包括第一压控振荡器单元
5 和第二压控振荡器单元，所述第一压控振荡器单元工作于第一频段，
所述第二压控振荡器工作于第二频段，所述第一频段与所述第二频段
之间具有交叠频段；

每个所述压控振荡器单元均包括正交耦合模块；

所述双模压控振荡器可操作地工作于宽带模式或正交模式；

10 其中，工作于所述宽带模式时，仅通过第一压控振荡器单元或第
二压控振荡器单元产生相应频率的差分信号；

工作于所述正交模式时，所述第一压控振荡器单元和第二压控振
荡器单元同时工作在所述交叠频段，通过所述第一压控振荡器单元和
第二压控振荡器单元的正交耦合模块，将所述第一压控振荡器单元与
15 所述第二压控振荡器单元耦合在一起，并产生相应频率的正交信号。

2. 如权利要求 1 所述的双模压控振荡器，其特征在于，所述第一
压控振荡器单元和第二压控振荡器单元在所述交叠频段的频率调谐
特性基本相同。

20

3. 如权利要求 2 所述的双模压控振荡器，其特征在于，每个所述
压控振荡器单元还包括：

开关式电容阵列，其用于控制所述第一压控振荡器单元和所
述第二压控振荡器单元在所述交叠频段内的相应调谐曲线的所
25 在频率相同；以及

开关式可变电容阵列，其用于控制所述第一压控振荡器单元
和所述第二压控振荡器单元在所述交叠频段内的相应调谐曲线
的调谐增益相同。

30 4. 如权利要求 3 所述的双模压控振荡器，其特征在于，所述开关
式电容阵列包括多个开关式电容单元，每个开关式电容单元对应控制
所述交叠频段内的一条调谐曲线的所在频率。

5. 如权利要求 3 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 所述开关式可变电容阵列包括多个开关式可变电容单元, 每个开关式可变电容单元对应控制所述交叠频段内的一条调谐曲线的调谐增益。

5

6. 如权利要求 4 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 所述开关式电容阵列还包括多个采用二进制权重的开关式电容单元, 对应控制所述压控振荡器在所述交叠频段外的调谐曲线的所在频率。

10 7. 如权利要求 3 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 每个所述压控振荡器单元还包括:

具有线性化功能的固定式可变电容模块, 其用于控制所述第一压控振荡器单元和所述第二压控振荡器单元的调谐曲线的线性度。

15

8. 如权利要求 3 或 7 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 每个所述压控振荡器单元还包括:

20 相移网络模块, 其用于提供基本为 90° 的相移以降低所述第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元在所述交叠频段对频率失配及幅度失配的敏感性。

9. 如权利要求 2 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 每个所述压控振荡器单元还包括片上电感和寄生电容。

25 10. 如权利要求 1 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 每个所述压控振荡器单元还包括:

负阻模块, 其为所述压控振荡器单元的谐振腔提供振荡所需要的能量;

30 其中, 所述负阻模块包括两个相互交叉耦合的晶体管以及第一电流源阵列; 通过控制所述第一电流源阵列来调整流经所述交叉耦合晶体管的电流大小, 以控制所述第一压控振荡器单元或第二压控振荡器单元的输出信号幅度。

11. 如权利要求 10 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 所述第一电流源阵列与所述交叉耦合的晶体管之间设置第一开关, 所述双模压控振荡器工作于宽带模式时, 控制所述第一开关以选择所述第一压控振荡器单元和第二压控振荡器单元中的任意一个。

12. 如权利要求 1 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 所述正交耦合模块包括两个正交耦合晶体管, 其中, 第一压控振荡器单元/第二压控振荡器单元中的每个所述正交耦合晶体管的栅极与第二压控振荡器单元/第一压控振荡器单元的谐振腔的相应输出信号耦合。

13. 如权利要求 12 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 每个所述压控振荡器单元中设置用于为所述正交耦合晶体管提供偏置电流的第二电流源阵列。

14. 如权利要求 13 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 所述正交耦合晶体管与所述第二电流源阵列之间设置第二开关, 通过控制所述开关以实现所述双模压控振荡器在所述宽带模式和所述正交模式之间切换。

15. 如权利要求 1 所述的双模压控振荡器, 其特征在于, 所述第一频段基本为 3GHz 至 4.8GHz, 所述第二频段基本为 4GHz 至 6GHz, 所述交叠频段基本为 4GHz 至 4.8GHz。

16. 一种频率综合器, 包括本振发生器, 其特征在于, 所述本振发生器包括:

如权利要求 1 所述的双模压控振荡器,
正交单边带混频器, 以及
一级或一级以上的除法器;

其中, 所述频率综合器可操作地工作于宽带模式或正交模式;
工作于所述宽带模式时, 第一压控振荡器单元或第二压控振荡器单元所产生差分信号通过所述除法器处理以产生第一正交本振信号;

工作于所述正交模式时，将正交耦合处理后输出得到的正交信号和所述除法器所输出的正交信号输入至所述正交单边带混频器进行上变频处理以产生第二正交本振信号；

所述第一正交本振信号用于覆盖频率相对低的第一输出频段，所述第二正交本振信号用于覆盖频率相对高的第二输出频段。

17. 如权利要求 16 所述的频率综合器，其特征在于，所述本振发生器还包括第一级频率选通器和第二级频率选通器；

其中，所述第一级频率选通器选择第一压控振荡器单元或第二压控振荡器单元所述输出的相应频率的差分信号至所述除法器，所述第二级频率选通器选择任一所述除法器所输出的正交信号以输出所述第一正交本振信号。

18. 如权利要求 16 所述的频率综合器，其特征在于，所述第一输出频段基本为 0.4GHz 至 3GHz，所述第二输出频段基本为 5 GHz 至 6GHz。

19. 一种无线接收装置，其特征在于，包括如权利要求要求 16 所述的频率综合器。

1/6

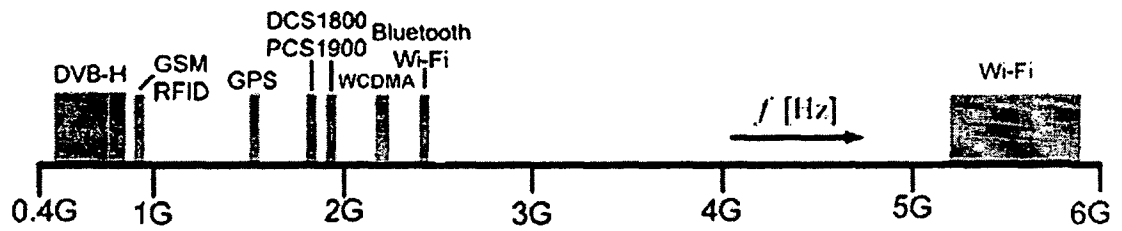


图 1

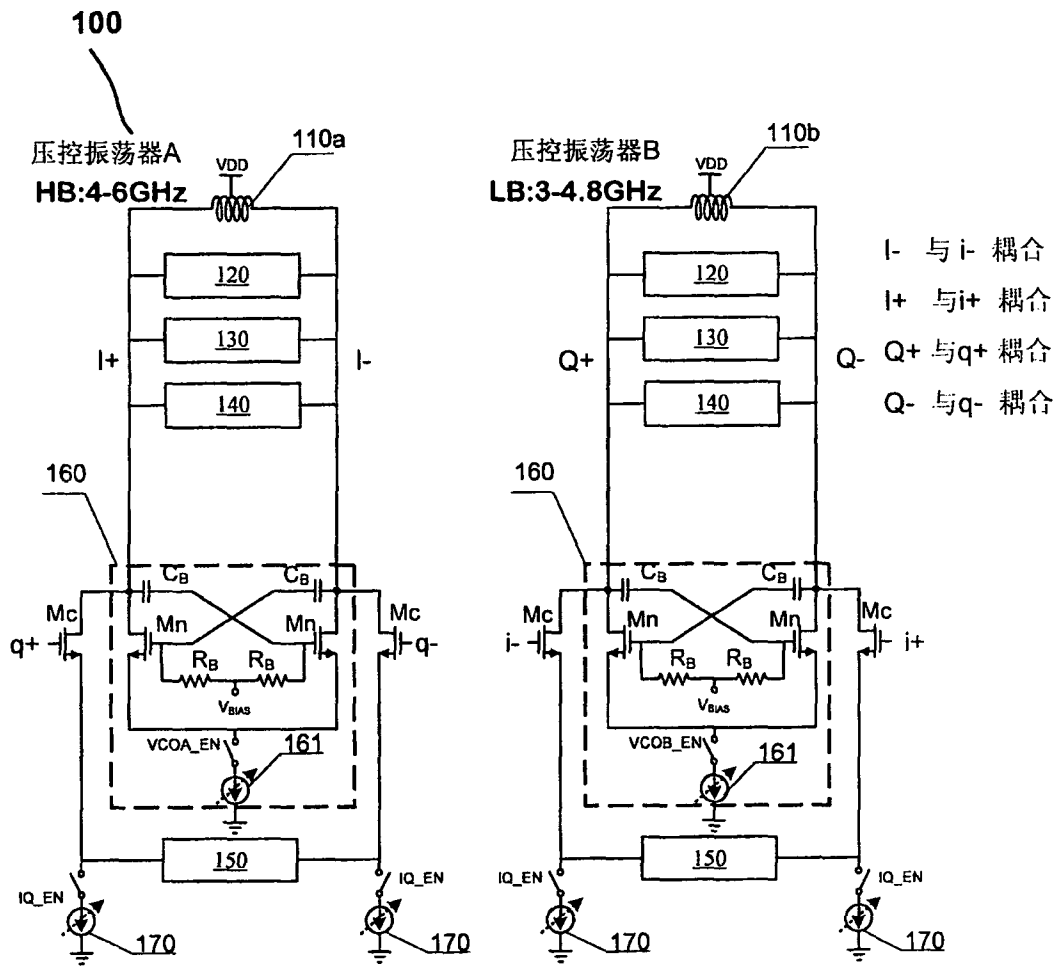


图 2

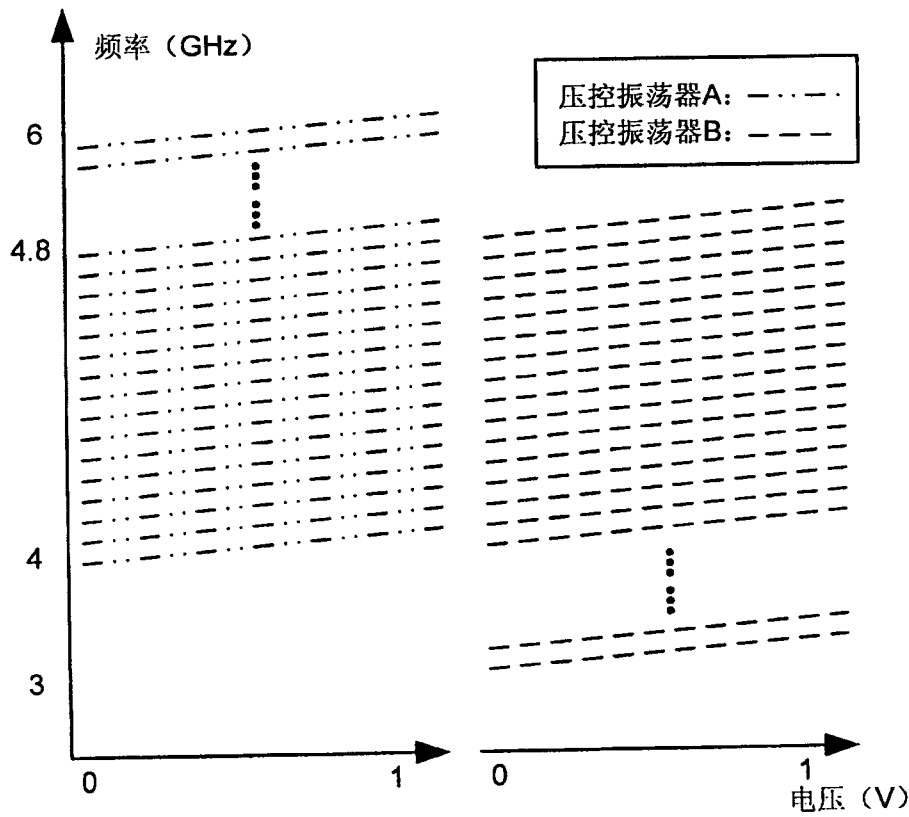


图 3

3/6

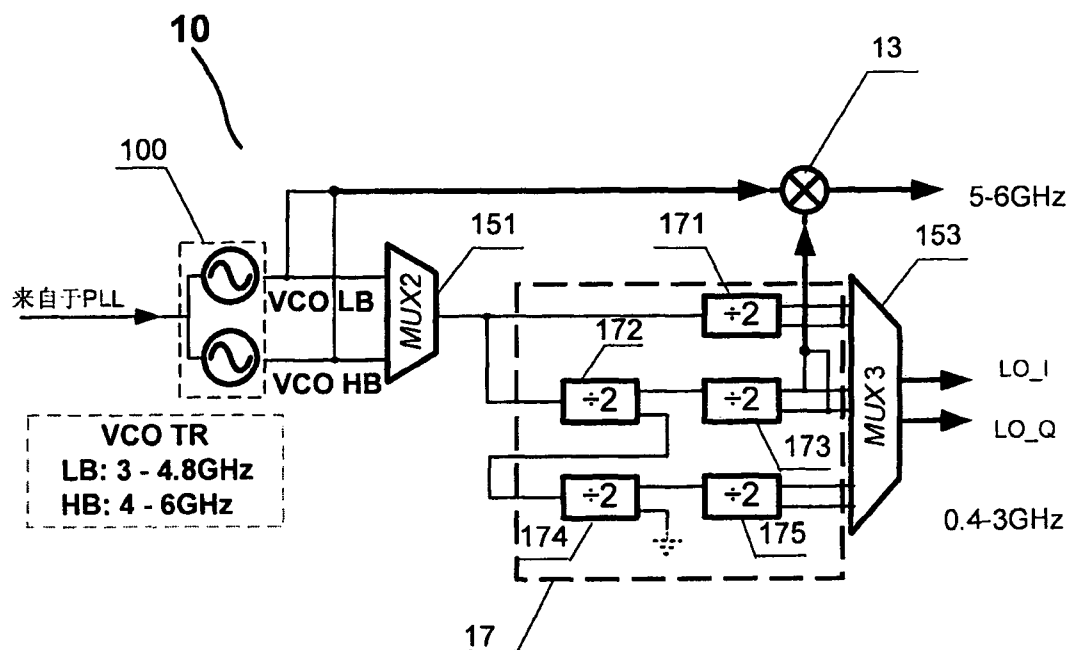


图 4

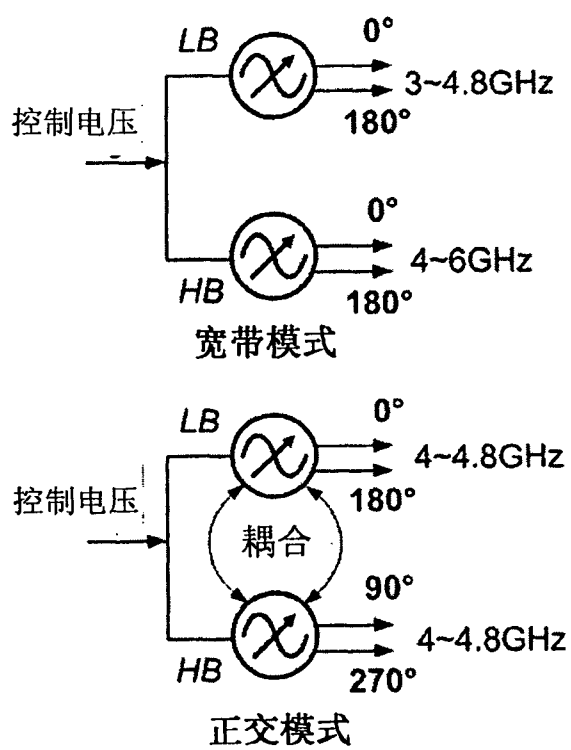


图 5

4/6

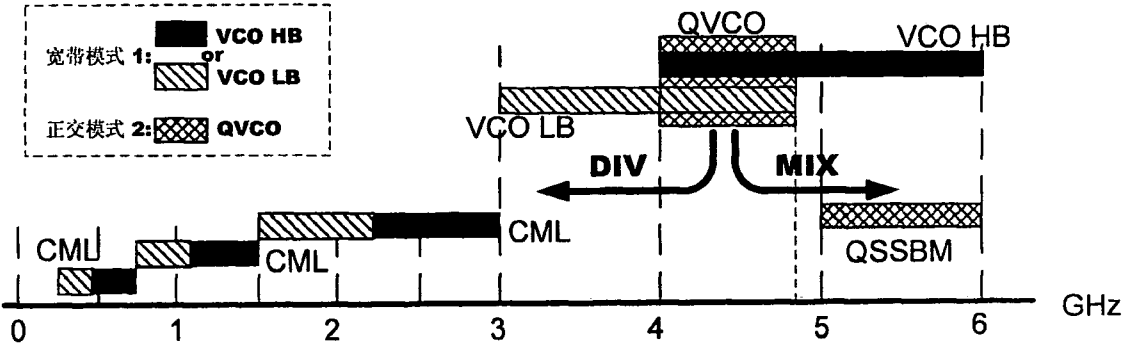


图 6

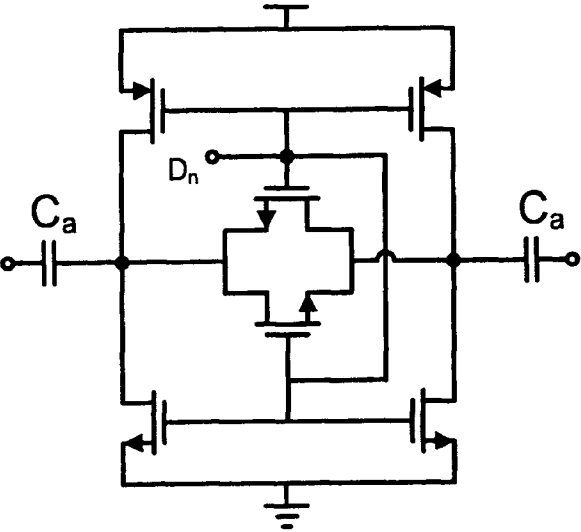


图 7

5/6

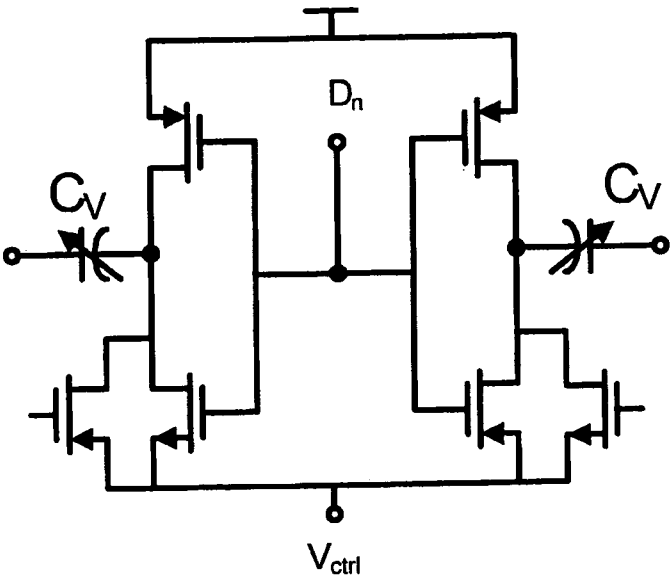


图 8

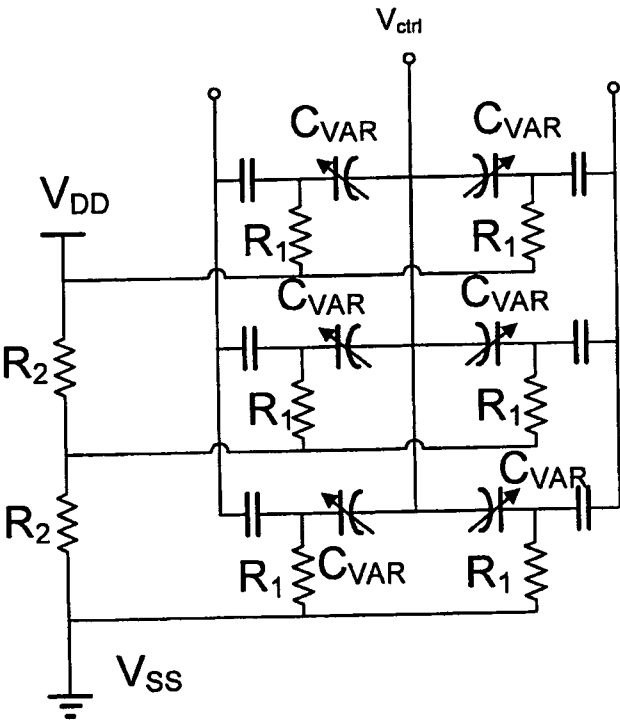


图 9

6/6

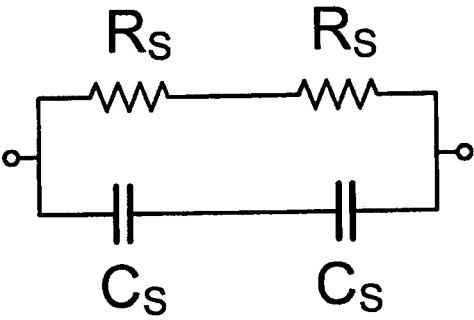


图 10

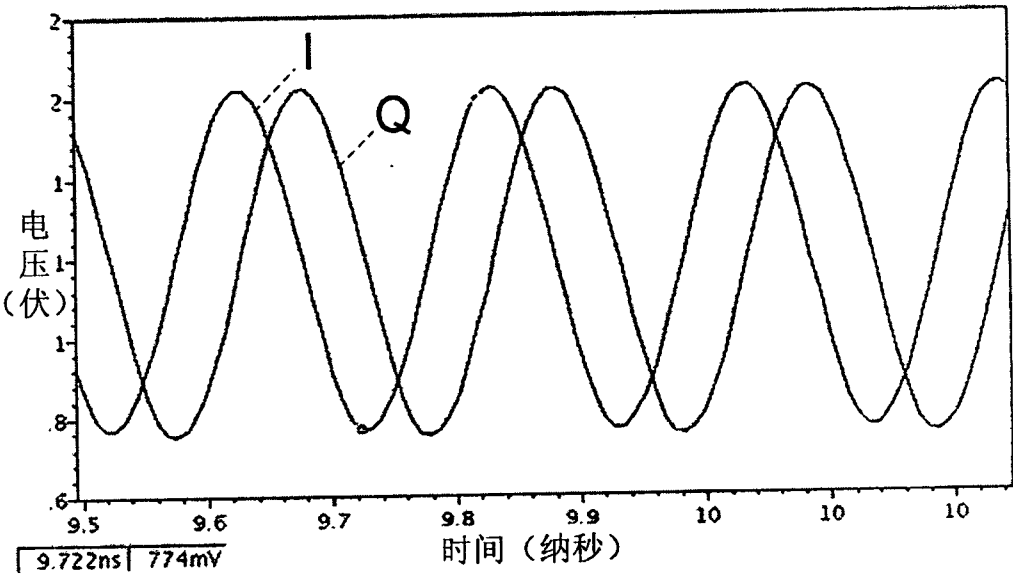


图 11

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2011/000658

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03B5/32(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: H03B5/-

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNPAT; WPI; EPODOC; CNKI:voltage-controlled, oscillator, quadrature, differential, couple, band, wideband

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PX	CN101820250A (UNIV FUDAN) 01 September 2010 (01.09.2010) see the claims 1-7, the description pages 2-4, and the figures 1-7	1-19
A	CN101194417A (NXP BV) 04 June 2008 (04.06.2008) see the whole document	1-19
A	CN1996761A (BEIJING LIUHEWANTONG MICROELECTRONICS TECHNOLOGY CO LTD) 11 July 2007 (11.07.2007) see the whole document	1-19
A	CN1933323A (SAMSUNG ELECTRO-MECHANICS CO) 21 March 2007 (21.03.2007) see the whole document	1-19
A	US2007173218A1 (RES & IND COOPERATION GROUP) 26 July 2007 (26.07.2007) see the whole document	1-19

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 01 June 2011(01.06.2011)	Date of mailing of the international search report 21 Jul. 2011 (21.07.2011)
---	--

Name and mailing address of the ISA/CN
The State Intellectual Property Office, the P.R.China
6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, Beijing, China
100088
Facsimile No. 86-10-62019451

Authorized officer

HU,Xubing

Telephone No. (86-10)62411861

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2011/000658

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN101820250A	01.09.2010	None	
CN101194417A	04.06.2008	WO2006134506A1	21.12.2006
		EP1894294A1	05.03.2008
		JP2008544619T	04.12.2008
		US2010219896A1	02.09.2010
CN1996761A	11.07.2007	CN1996761B	27.04.2011
CN1933323A	21.03.2007	US2007077905A1	05.04.2007
		DE102006040752A1	19.04.2007
		KR100691281B1	12.03.2007
US2007173218A1	26.07.2007	US7319366B2	15.01.2008
		KR100737630B1	10.07.2007

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2011/000658

A. 主题的分类

H03B5/32(2006.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

IPC: H03B5/-

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))

CNPAT; WPI; EPODOC; CNKI:压控, 振荡器, 正交, 差分, 耦合, 频段, 宽带; voltage-controlled, oscillator, quadrature, differential, couple, band, wideband

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
PX	CN101820250A(复旦大学) 01.9 月 2010(01.09.2010) 参见权利要求 1-7、说明书第 2-4 页、附图 1-7	1-19
A	CN101194417A(NXP 股份有限公司) 04.6 月 2008(04.06.2008) 参见全文	1-19
A	CN1996761A(北京六合万通微电子技术股份有限公司) 11.7 月 2007(11.07.2007) 参见全文	1-19
A	CN1933323A(三星电机株式会社) 21.3 月 2007(21.03.2007) 参见全文	1-19
A	US2007173218A1(RES & IND COOPERATION GROUP) 26.7 月 2007(26.07.2007) 参见全文	1-19



其余文件在 C 栏的续页中列出。



见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型:

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期

01.6 月 2011(01.06.2011)

国际检索报告邮寄日期

21.7 月 2011(21.07.2011)

ISA/CN 的名称和邮寄地址:

中华人民共和国国家知识产权局

中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088

传真号: (86-10)62019451

受权官员

胡徐兵

电话号码: (86-10) 62411861

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2011/000658

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
CN101820250A	01.09.2010	无	
CN101194417A	04.06.2008	WO2006134506A1	21.12.2006
		EP1894294A1	05.03.2008
		JP2008544619T	04.12.2008
		US2010219896A1	02.09.2010
CN1996761A	11.07.2007	CN1996761B	27.04.2011
CN1933323A	21.03.2007	US2007077905A1	05.04.2007
		DE102006040752A1	19.04.2007
		KR100691281B1	12.03.2007
US2007173218A1	26.07.2007	US7319366B2	15.01.2008
		KR100737630B1	10.07.2007