

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第6306000号
(P6306000)

(45) 発行日 平成30年4月4日(2018.4.4)

(24) 登録日 平成30年3月16日(2018.3.16)

(51) Int.Cl.
H02M 3/07 (2006.01)

F I
H02M 3/07

請求項の数 13 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2015-521617 (P2015-521617)	(73) 特許権者	500398832
(86) (22) 出願日	平成25年5月13日 (2013.5.13)		クオルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2015-522242 (P2015-522242A)		アメリカ合衆国、92121-1714
(43) 公表日	平成27年8月3日 (2015.8.3)		カリフォルニア州、サン・ディエゴ、モア
(86) 国際出願番号	PCT/US2013/040719		ハウス・ドライブ、5775
(87) 国際公開番号	W02014/011322	(74) 代理人	110001195
(87) 国際公開日	平成26年1月16日 (2014.1.16)		特許業務法人深見特許事務所
審査請求日	平成28年4月15日 (2016.4.15)	(72) 発明者	モーリン、スチュアート・ビー
(31) 優先権主張番号	13/544,815		アメリカ合衆国、92009 カリフォル
(32) 優先日	平成24年7月9日 (2012.7.9)		ニア州、カールスバド、シショ・アルゴド
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(72) 発明者	ルー、ペリー
			アメリカ合衆国、92009 カリフォル
			ニア州、カールスバド、ケイブラダ・サー
			クル、7825

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電荷ポンプ調整回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

可変負荷に電力を供給する電荷ポンプ調整回路であって、
リング内に直列で接続された複数のインバータ段を備える電圧制御発振器であって、前記複数のインバータ段のそれぞれが、前記複数のインバータ段の次の段に提供される発振信号を生じさせ、各発振信号が、前記複数のインバータ段の供給電圧としての機能を果たす可変駆動電圧に依存してともに可変である周波数および振幅を有する、電圧制御発振器と、

複数の電荷ポンプであって、前記複数の電荷ポンプのそれぞれが前記複数のインバータ段の内の対応する段に接続されて、そのインバータ段によって生じる前記発振信号を受信し、前記複数の電荷ポンプが電圧レベルの電流を前記可変負荷に対して出力する、複数の電荷ポンプと

を備える、電荷ポンプ調整回路。

【請求項 2】

前記複数の電荷ポンプによって出力される前記電圧および前記電流が、前記発振信号の前記周波数および前記振幅に依存する、

請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 3】

前記複数のインバータ段に提供される前記可変駆動電圧が下がるとき、各発振信号の前記周波数および前記振幅が減少し、

10

20

前記複数のインバータ段に提供される前記可変駆動電圧が上がるとき、各発振信号の前記周波数および前記振幅が増加する、

請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 4】

各発振信号の前記周波数および前記振幅が減少するとき、前記複数の電荷ポンプによって前記可変負荷に提供される前記電流および前記電圧のノイズレベルが下がり、

各発振信号の前記周波数および前記振幅が増加するとき、前記複数の電荷ポンプによって前記可変負荷に提供される前記電流および前記電圧の前記ノイズレベルが上がる、

請求項 3 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 5】

前記可変負荷に提供される前記電圧レベルのフィードバックに応じて、前記複数のインバータ段に前記可変駆動電圧を生成するフィードバックループ

をさらに備える、請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 6】

各発振信号が、前記リング内の前の発振信号から位相シフトされる、

請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 7】

各電荷ポンプの出力が、他の電荷ポンプの前記出力から位相シフトされる、

請求項 6 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 8】

前記複数の電荷ポンプが並列で配列される、

請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 9】

各電荷ポンプが、直列で配列される複数の電荷ポンプ段を備え、

各発振信号が、前記複数の電荷ポンプ段の連続電荷ポンプ段に交互に印加される正の発振信号および負の発振信号を形成する、

請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 10】

前記複数の電荷ポンプの各電荷ポンプが前記電流の一部を出力し、

前記電流の各部が結合され、ほぼ前記電圧レベルで前記可変負荷に提供される、

請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 11】

前記可変負荷の変動に対応するために、各発振信号が調節されて、前記電流の各部を調節する、

請求項 10 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 12】

前記可変駆動電圧を提供するフィードバックループであって、前記可変駆動電圧の変化が、前記複数のインバータ段に各発振信号の前記周波数および前記振幅を変更させ、その前記電圧レベルを維持しようと試みる一方、前記複数の電荷ポンプによって前記可変負荷に提供される前記電圧および前記電流のレベルの変化を引き起こす、フィードバックループ

をさらに備える、請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【請求項 13】

各発振信号の前記周波数および前記振幅が減少するとき、前記複数の電荷ポンプによって出力される前記電流および前記電圧のレベルが下がり、

各発振信号の前記周波数および前記振幅が増加するとき、前記複数の電荷ポンプによって出力される前記電流および前記電圧のレベルが上がる

請求項 1 に記載の電荷ポンプ調整回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 1 】

関連出願の相互参照

本特許出願は、参照により本書に組み込まれる、2012年7月9日に出願された米国特許出願第13/544,815号に基づく優先権を主張する。

【 背景技術 】

【 0 0 0 2 】

電荷ポンプ調整回路は出力電圧および出力電流を生成して、電子機器の負荷回路に電力を供給するために使用され得る。それぞれが異なった長所および短所を有する異なるタイプの電荷ポンプ調整回路がある。係る電荷ポンプ調整回路の1つの共通した特長は、出力電圧および出力電流を生成するために使用される発振信号である。係る発振信号の使用の概して望ましくない結果は、出力信号を適切なフィルタに通した後も、電荷ポンプ調整回路の出力電流および/または出力電圧にノイズ、つまりリップルまたはジッタが存在することである。しかしながら、大部分の負荷回路は一定量のノイズを許容できる。それにも関わらず、新しい電子機器の開発における多様な傾向により、係る調整回路でますます低いノイズレベルをたえず追い求めることが必要になっている。

10

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 3 】

電荷ポンプ調整回路100の先行技術の例は、図1に示されている。電荷ポンプ調整回路100は、概して、電圧制御リング発振器101、高利得バッファ102、(電圧増倍器または電圧加算器としても知られる)電荷ポンプ103、RCフィルタ104(抵抗器105およびコンデンサ106)、スケーラ107、ならびに演算増幅器(オペアンプ)108を含む。発振器101は、概してリング内で出力から入力へ直列で接続された複数のインバータ段109を含む。(いくつかの他の構成要素または接続部は暗示されているが、簡略にするために図示されていない)。

20

【 0 0 0 4 】

インバータ段109は、オペアンプ108の出力から110で駆動電圧(たとえば、 V_{dd})を受け取る。駆動電圧の制御下で、インバータ段109の信号反転アクションが、たとえばリング内のインバータ段109の内の1つの出力等、111で発振信号を生成する。111での発振信号の周波数および振幅は、概して駆動電圧の電圧レベルに依存する。

30

【 0 0 0 5 】

111の発振信号は、バッファ102の入力に供給される。バッファ102は、112で正の発振信号、および113で負の発振信号を生成する。112および113の正の発振信号および負の発振信号は、概して111の発振信号と同じ周波数を有する。ただし、バッファ102は、111の発振信号の振幅に関わりなく、概して、レールごとに、つまり同じ最小レベルと最大レベルとの間で112および113の正の発振信号および負の発振信号の振幅を駆動する。

【 0 0 0 6 】

112および113の正の発振信号および負の発振信号は、それぞれ電荷ポンプ103の正の位相入力 および負の位相入力

40

【 0 0 0 7 】

【 数 1 】

一

【 0 0 0 8 】

に供給される。電荷ポンプ103は、概して複数の直列接続電荷ポンプ段(不図示)を含み、複数の直列接続電荷ポンプ段は、112および113の正の発振信号および負の発振信号を使用して、初期電圧(不図示)に電圧を加算し(または初期電圧から電圧を減算

50

し)、114で出力電流および出力電圧を生じさせる。電荷ポンプ103の114での出力は、出力を平滑化して、電荷ポンプ調整回路出力電圧 V_{out} を生じさせるためにフィルタ104を通される。出力電圧 V_{out} は、電荷ポンプ調整回路100が一部である全体的な電子機器の負荷回路(不図示)に提供される。

【0009】

また、出力電圧 V_{out} は、出力電圧 V_{out} の電流レベルおよび電圧レベルを制御するフィードバックループのオペアンプ108にスケーラ107を通して提供される。スケーラ107は、出力電圧 V_{out} から115で調整された電圧を生じさせる。調整された電圧は、基準電圧 V_{ref} とともにオペアンプ108に提供される。オペアンプ108は、115の調整された電圧および基準電圧 V_{ref} に基づいてインバータ段109に110で駆動電圧を生じさせる。

10

【0010】

115の調整された電圧が、基準電圧 V_{ref} に比して大きすぎる場合、つまり出力電圧が上がりすぎた場合には、オペアンプ108は110で駆動電圧を下げる。110で駆動電圧が下がる時、発振器101のインバータ段109によって生じる111での発振信号の周波数は減少し、それによって112および113の正の発振信号および負の発振信号の周波数を削減する。112および113の正の発振信号および負の発振信号の周波数が減少するとき、電荷ポンプ103によって114の電圧出力が減少し、それによって出力電圧 V_{out} の増加を逆転する。同様に、出力電圧 V_{out} が下がりすぎる場合には、減少を逆転するために反対の効果が発生する。このようにして、出力電圧 V_{out} は、概してリップルまたはノイズの許容公差または許容範囲内の所望される電圧レベルあたりで維持される。

20

【課題を解決するための手段】

【0011】

電荷ポンプ調整回路は、電圧制御発振器および複数の電荷ポンプを含む。電圧制御発振器は、リング内に直列で接続された複数のインバータ段を有する。複数の発振信号は、インバータ段の内の出力から生成される。各発振信号は、可変駆動電圧に依存して可変である周波数および振幅を有する。各発振信号は、先行する発振信号から位相シフトされる。各電荷ポンプは、インバータ段の対応する段に接続されて、そのインバータ段によって生じる発振信号を受信する。各電荷ポンプは電圧および電流を出力する。このようにして生じた電流の結合は、ほぼ電圧レベルで負荷に提供される。

30

【0012】

本開示および本開示の範囲、ならびに本開示が上述した改善をどのようにして達成するのかのより完全な理解は、以下に簡略に要約される添付図面および添付特許請求の範囲と関連して解釈される本好ましい実施形態の以下の詳細な説明を参照することによって得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】先行技術の電荷ポンプ回路の簡略化した概略図である。

【図2】本発明の一実施形態を組み込んだ電荷ポンプ回路を備える電子機器の簡略化した概略図である。

40

【図3】本発明の一実施形態に係る、図2に示される電荷ポンプ回路で使用するための一例の電荷ポンプの簡略化した概略図である。

【図4】本発明の一実施形態に係る、図2に示される電荷ポンプ回路の例のインバータ段の性能および出力を示す簡略化した例のタイミング図である。

【図5】本発明の一実施形態に係る、図2に示される電荷ポンプ回路で使用するための例のインバータ段の性能を示す簡略化した例のタイミング図である。

【図6】本発明の一実施形態に係る、図2に示される電荷ポンプ回路で使用するための例の電圧制御リング発振器の性能を示す簡略化した期間対駆動電圧のグラフである。

【発明を実施するための形態】

50

【 0 0 1 4 】

いくつかの実施形態によると、本発明は、電圧制御発振器および複数の電荷ポンプを有する電荷ポンプ調整回路を用いて（少なくともいくつかの動作条件下での）改善された低ノイズ出力電圧を達成する。電圧制御発振器は、リング内に直列で接続された複数のインバータ段を有する。各インバータ段は、インバータ段の次の段に提供される発振信号を生じさせる。各発振信号は、可変駆動電圧に依存して可変である周波数および振幅を有する。（代わりに、両方ともではなく、周波数または振幅のどちらかが可変である。）各電荷ポンプは、インバータ段の対応する段に接続されて、そのインバータ段によって生じる発振信号を受信する。電荷ポンプは、ほぼ電圧レベルの電流を負荷に対して出力する。

【 0 0 1 5 】

10

いくつかの他の実施形態によると、本発明は、電圧制御発振器および複数の電荷ポンプを有する電荷ポンプ調整回路を用いて（少なくともいくつかの動作条件下での）改善された低ノイズ出力電圧を達成する。電圧制御発振器は、リング内に直列で接続された複数のインバータ段を含む。各インバータ段は、インバータ段の次の段に提供される発振信号を生じさせる。各発振信号は、先行する発振信号から位相シフトされる。電荷ポンプは並列で配列される。各電荷ポンプはインバータ段の対応する段に接続されて、そのインバータ段によって生じる発振信号を受信する。各電荷ポンプの出力は、他の電荷ポンプの出力から位相シフトされる。このようにして生じた電流の結合は、ほぼ電圧レベルで負荷に提供される。

【 0 0 1 6 】

20

いくつかの他の実施形態によると、本発明は、リング内に直列で接続された複数のインバータ段を有する電圧制御発振器のインバータ段の出力から複数の発振信号を生成することを含む方法を用いて（少なくともいくつかの動作条件下での）改善された低ノイズ出力電圧を達成する。発振信号の周波数および／または振幅は、インバータ段に印加される可変駆動電圧に応じて変わる。発振信号は、複数の電荷ポンプに対する入力として提供される。複数の電荷ポンプ電流は、発振信号からの電圧レベルで生成される。電荷ポンプ電流の結合は、電圧レベルで負荷に提供される。

【 0 0 1 7 】

本発明の一実施形態を組み込んだ電子機器 2 0 0 が図 2 に示される。電子機器 2 0 0 は、概して、負荷回路 2 0 2 に電力を提供する 1 つまたは複数の電荷ポンプ調整回路 2 0 1 を含む。このように、電子機器 2 0 0 は、その他多数の電子機器の中で、コンピュータ、電話、ゲームコンソール、時計、および自動車制御システム、またはネットワーク装置等の任意の適切な電子機器であってよい。

30

【 0 0 1 8 】

電荷ポンプ調整回路 2 0 1 は、負荷回路 2 0 2 の活動に応じて、可変電流で概して一定の電圧レベルの電力を生じさせる。下記に説明される電荷ポンプ調整回路 2 0 1 の設計は概して、電荷ポンプ調整回路 2 0 1 出力で、特にいくつかの状況でノイズが負荷回路 2 0 2 に対してより大きなマイナス影響を及ぼすことがあるより低い出力発生レベルで、相対的に低レベルのノイズを可能にする。たとえば、電子機器 2 0 0 が携帯電話（または他の類似する装置）である一実施形態では、受信信号強度の出力が低いことがある。この状況では、電荷ポンプ調整回路 2 0 1 からの負荷回路 2 0 2 に結合されるノイズが受信信号と干渉し、それによって無線リンクを悪化させることがある。したがって、係る動作条件下では相対的に低いノイズを有することが概して望ましい。また、本発明は多くの他の状況でも使用され得る。

40

【 0 0 1 9 】

電荷ポンプ調整回路 2 0 1 は、概して電圧制御リング発振器 2 0 3、（電圧増倍器または電圧加算器としても知られる）複数の電荷ポンプ 2 0 4、フィルタ 2 0 5（たとえば、抵抗器 2 0 6 およびコンデンサ 2 0 7）、スケーラ 2 0 8、およびオペアンプ 2 0 9 を含む。電圧制御リング発振器 2 0 3 は、概してリング内に直列で出力から入力へ接続された複数のインバータ段 2 1 0 を含む。各電荷ポンプ 2 0 4 は、インバータ段 2 1 0 の段に相

50

当する。

【 0 0 2 0 】

電荷ポンプ調整回路 2 0 1 は、概して、高利得バッファ 1 0 2 (図 1) が電荷ポンプ 2 0 4 に対し入力を提供することを要求しない。さらに、電荷ポンプ調整回路 2 0 1 は、先行技術の回路 1 0 0 が含むよりも多くの電荷ポンプ 2 0 4 を含むが、および各電荷ポンプ 2 0 4 は、先行技術の電荷ポンプ 1 0 3 の幾何学形状に類似した幾何学形状を有してよいが、各電荷ポンプ 2 0 4 は、電荷ポンプ 2 0 4 の数にほぼ等しい因数分、先行技術の電荷ポンプ 1 0 3 の物理的大きさから縮小される物理的大きさを有してよい。したがって、電荷ポンプ調整回路 2 0 1 は、先行技術の回路 1 0 0 の物理的大きさに匹敵する、または先行技術の回路 1 0 0 の物理的大きさよりも小さい物理的大きさを有してよい。さらに、複数の電荷ポンプ 2 0 4 に電力を供給するために使用されるエネルギーは、類似する電力出力レベルで先行技術の電荷ポンプ 1 0 3 に電力を供給するために使用されるエネルギーにほぼ匹敵してよい。

10

【 0 0 2 1 】

インバータ段 2 1 0 は、その入力信号の反転バージョンを出力する単純なインバータとして示されている。(代わりに、インバータ段 2 1 0 は、その入力信号の反転バージョンと非反転バージョンの両方を生じさせる追加の構成要素を含んでよい。他の形の電圧制御リング発振器も許容されてよい。) 2 1 1 でオペアンプ 2 0 9 から受信される駆動電圧からの電力を受けて、インバータ段 2 1 0 の応答は、ほぼリング内で各インバータ段 2 1 0 を通って伝搬する発振信号 (または直列パルス) を生成することである。リング内の各発振信号が反転され、先行する発振信号から 位相シフト されるのを除き、各インバータ段 2 1 0 は、このようにしてほぼ同じ発振信号を生じさせる。(位相シフト は、図 4 に関して以下に説明される。) 位相シフト は、概して各インバータ段 2 1 0 内の応答の遅延に起因する。各発振信号の周波数および振幅、ならびに 位相シフト を生じさせる遅延の持続時間は、概してオペアンプ 2 0 9 から受信される 2 1 1 での駆動電圧の電圧レベルに依存している。発振信号は、リング内の次のインバータ段 2 1 0 に対してだけではなく電荷ポンプ 2 0 4 に対しても提供される。各インバータ段 2 1 0 は、このようにして電荷ポンプ 2 0 4 の内の 1 つに相当する。

20

【 0 0 2 2 】

電荷ポンプ 2 0 4 は、インバータ段 2 1 0 から受信される発振信号の周波数および振幅に基づいて電圧を加算してよい、または増倍してよい任意の適切な回路網であってよい。(電荷ポンプ 2 0 4 の例の回路は、図 3 に関して以下に説明される。電荷ポンプ 2 0 4 用の他のタイプの回路も考えられる。) 電荷ポンプ 2 0 4 は、概して並列に配列され、入力是对応するインバータ段 2 1 0 の出力に接続され、出力は 2 1 2 で結合された出力を形成するためにともに接続される。

30

【 0 0 2 3 】

いくつかの実施形態では、電荷ポンプ 2 0 4 のそれぞれは、概して発振信号の周波数および振幅、ならびに相対的に一定な入力電圧 (不図示) に基づいてほぼ同じ電流および電圧を生じさせる。各電荷ポンプ 2 0 4 の出力電流および出力電圧は、なんらかのノイズ、リップルまたはジッタを含む。ノイズは、少なくとも部分的には発振信号の発振によって引き起こされる。しかしながら、複数の電荷ポンプ 2 0 4 はそれぞれ単一の先行技術の電荷ポンプ 1 0 3 (図 1) よりも大幅に小さいので、各電荷ポンプ 2 0 4 によって生じるノイズは、匹敵する量の電力を生じさせるときに先行技術の電荷ポンプ 1 0 3 によって生じるノイズよりも大幅に小さい。さらに、発振信号は互いから 位相シフト されるので、電荷ポンプ 2 0 4 の出力は同様に 位相シフト される。結果的に、ノイズのレベルは通常、出力の各サイクルの同じ部分の中で最も大きいので、および出力は互いから 位相シフト されるので、各出力の中の最大ノイズの部分は、たとえ重複するとしても、概してあまり重複しない。したがって、各個別電荷ポンプ 2 0 4 の出力におけるすでに相対的に低いノイズレベルは、概して、電荷ポンプ 2 0 4 の全体的な結合された出力全体で分散される。したがって、1 つの電荷ポンプ 2 0 4 の出力からのノイズは、概して他の電荷ポンプ 2 0 4 の出

40

50

力からのノイズを増幅させない。

【 0 0 2 4 】

異相出力と並列で複数の電荷ポンプを組み込む先行技術の電荷ポンプ調整回路がある。ただし、係る回路がリング発振器を使用して、電荷ポンプに発振信号を生成するときも、追加回路構成要素が、電荷ポンプごとに使用される異相発振信号を生成するために使用される。回路の複雑度、大きさ、およびコストはそれによって追加の回路構成要素に起因して上昇する。しかしながら、本発明の実施形態は、電荷ポンプ 2 0 4 に発振信号を供給し（たとえば、図 1 の高利得バッファ 1 0 2 を排除し）、インバータ段 2 1 0 のリングで中間的な場所を利用するという型破りな方法をとって、追加の回路構成要素なしで位相シフトされた発振信号を生成する回路網の複雑度を削減する。

10

【 0 0 2 5 】

周波数に加えて、電荷ポンプ 2 0 4 を駆動する発振信号の振幅も、高利得バッファ 1 0 2 から先行技術の電荷ポンプ 1 0 3（図 1）に供給される発振信号の振幅とは異なり、可変である。先行技術の状況では、高利得バッファ 1 0 2 は、相対的に大きな先行技術の電荷ポンプ 1 0 3 を適切に駆動するために、概してその出力をつねにレールごとに、つまり同じ最大と最小との間でずっと駆動している。しかしながら、電荷ポンプ 2 0 4 のための発振信号の振幅と周波数両方の可変性は、概して先行技術の電荷ポンプ 1 0 3 の動的範囲よりも大きな動的範囲を、電荷ポンプ 2 0 4 の出力に対して可能にする。

【 0 0 2 6 】

しかしながら、発振信号の振幅と周波数の両方とも電荷ポンプ 2 0 4 の出力でのノイズのレベルの一因となる。したがって、電荷ポンプ 2 0 4 のための発振信号の振幅が減少するとき、電荷ポンプ 2 0 4 の出力のノイズのレベルも下がる。発振信号のための減少した振幅は、概して全体的な電荷ポンプ調整回路 2 0 1 の低電力出力に対応する。さらに、減少した振幅は、概して、発振信号の減少した周波数、つまり増加したサイクル期間と結合され、低電力出力でのノイズの減少にさらに役立つ。（振幅と周波数／期間との関係性は、図 5 および図 6 に関して以下に説明される。）電力出力が増加するとき、ノイズレベルは発振信号の振幅および周波数とともに上がるかもしれないが、概して類似する電力レベルでの先行技術の電荷ポンプ調整回路 1 0 0 のノイズレベルと比較すると相対的に低いままとなる。さらに、多くのタイプの負荷回路 2 0 2 は、より低い電力動作でよりもより高い電力動作中により大量のノイズを許容できる。したがって、電荷ポンプ調整回路 2 0 1 は、理想的には、上述されたように、無線通信受信機等であるが、これに限定されるものではないより低い電力消費でより低いノイズを必要とする設計での使用に適している場合がある。

20

30

【 0 0 2 7 】

電荷ポンプ 2 0 4 の 2 1 2 での結合された出力は、フィルタ 2 0 5 を通されて、全体的な電荷ポンプ調整回路 2 0 1 の出力電圧 V_{out} をさらに平滑化する。出力電圧 V_{out} は負荷回路 2 0 2 に供給されて、電子機器 2 0 0 の機能の内の少なくともいくつかに電力を供給する。これらの機能は、さまざまなときに変わる、またはオンおよびオフにされることがあり、したがって電荷ポンプ調整回路 2 0 1 にかけられる負荷も変わることがある。この負荷変動は、概して、スケーラ 2 0 8 およびオペアンプ 2 0 9 を含むフィードバックループによって検出され、補償される。

40

【 0 0 2 8 】

スケーラ 2 0 8 は、出力電圧 V_{out} を受け取り、オペアンプ 2 0 9 が処理できるレベルまで調整する。オペアンプ 2 0 9 は、2 1 3 での調整された出力電圧、および基準電圧 V_{ref} を受け取る。2 1 3 での調整された出力電圧および基準電圧 V_{ref} に基づいて、オペアンプ 2 0 9 は、2 1 1 で、インバータ段 2 1 0 に駆動電圧を生じさせる。概して、出力電圧 V_{out} によって駆動される負荷が増加すると、出力電圧 V_{out} は引き下げられ、2 1 3 での調整された出力電圧を基準電圧 V_{ref} に比して下げさせ、オペアンプ 2 0 9 に 2 1 1 で駆動電圧を上げさせ、インバータ段 2 1 0 に発振信号の周波数および振幅を増加させ、電荷ポンプ 2 0 4 にその出力を増加させ、出力電圧および出力電流を増加

50

させ、出力電圧 V_{out} を所望されるレベルに戻す。逆に、出力電圧 V_{out} によって駆動される負荷が減少するとき、出力電圧 V_{out} は上がり、213での調整された出力電圧を、基準電圧 V_{ref} に比して上げさせ、オペアンプ209に、211で駆動電圧を下げさせ、インバータ段210に発振信号の周波数および振幅を減少させ、電荷ポンプ204にその出力を減少させ、出力電圧および出力電流を減少させ、出力電圧 V_{out} を所望されるレベルに戻す。

【0029】

電荷ポンプ204として使用され得る（電圧増倍器または電圧加算器としても知られる）例の電荷ポンプ300が図3に示される。電荷ポンプ300は、例示的な目的のためだけに示され、説明される。他のタイプの電荷ポンプも電荷ポンプ204に使用されてよい

10

【0030】

例の電荷ポンプ300は、概して発振信号スプリッタ301および2つの電荷ポンプ段（またはセル）302および303を含む。発振信号スプリッタ301は、概してインバータ304および遅延バッファ305を含む。電荷ポンプ段302および303は、概してトランジスタ306、307、308および309、ならびにコンデンサ310および311を含む。

【0031】

発振信号スプリッタ301は、概して312で対応するインバータ段210（図2）から受信された発振信号を、正の発振信号 CLK および負の発振信号

20

【0032】

【数2】

\overline{CLK}

【0033】

に変換する、または分割する。インバータ304は、312で入信発振信号を反転させることによって負の発振信号

【0034】

【数3】

\overline{CLK}

【0035】

を生成する。遅延バッファ305は、インバータ304の遅延とほぼ同量分、312で入信発振信号を遅延させることによって正の発振信号 CLK を生成し、したがって正の発振信号および負の発振信号 CLK および

【0036】

【数4】

\overline{CLK}

【0037】

は、ほぼ一致する。それにも関わらず、実施形態によっては、正の発振信号および負の発振信号 CLK および

【0038】

【数5】

\overline{CLK}

【0039】

は、必ずしも互いの正確な反転である必要はない。

いくつかの実施形態では、インバータ304および遅延バッファ305は、好ましくは

50

インバータ段 2 1 0 を駆動するオペアンプ 2 0 9 から 2 1 1 (図 2) で同じ駆動電圧分駆動される。さらに、インバータ 3 0 4 および遅延バッファ 3 0 5 は、好ましくはインバータ段 2 1 0 と類似する構造を有する。その結果、インバータ段 2 1 0 によって生じる発振信号の周波数および振幅は、正の発振信号および負の発振信号 CLK および

【 0 0 4 0 】

【 数 6 】

\overline{CLK}

【 0 0 4 1 】

がインバータ 3 0 4 および遅延バッファ 3 0 5 を通過するときに正の発振信号および負の発振信号 CLK および

10

【 0 0 4 2 】

【 数 7 】

\overline{CLK}

【 0 0 4 3 】

の範囲内に保たれる。

いくつかの代替実施形態では、インバータ段 2 1 0 は、周波数または振幅の両方ではなく、どちらかが可変となるように発振信号を生じさせる。この場合、電荷ポンプ 2 0 4 または 3 0 0 のどちらかは、これらのパラメータの一方しか可変ではない状態で動作してよい、または発振信号は、周波数と振幅の両方とも可変として生じさせる他の構成要素（たとえば、インバータ 3 0 4 および遅延バッファ 3 0 5 ）を通過してよい。

20

【 0 0 4 4 】

いくつかの代替実施形態では、インバータ段 2 1 0 (図 2) は、正の発振信号および負の発振信号 CLK および

【 0 0 4 5 】

【 数 8 】

\overline{CLK}

【 0 0 4 6 】

の両方を生じさせ、正の発振信号および負の発振信号 CLK および

30

【 0 0 4 7 】

【 数 9 】

\overline{CLK}

【 0 0 4 8 】

を電荷ポンプ 2 0 4 に供給する。この場合、電荷ポンプ 3 0 0 の中で発振信号スプリッタ 3 0 1 は必要とされない。

【 0 0 4 9 】

電荷ポンプ段 3 0 2 および 3 0 3 は、正の電圧ノード V + と負の電圧ノード V - との間で直列に接続される。電荷ポンプ段 3 0 2 および 3 0 3 は、正の発振信号および負の発振信号 CLK および

40

【 0 0 5 0 】

【 数 1 0 】

\overline{CLK}

【 0 0 5 1 】

を使用して、初期入力電圧（または接地）から逡増または逡減（すなわち、電圧の加算 / 減算、または電圧の乗算）し、従来のように 2 1 2 (図 2) で出力電流および出力電圧を生じさせる。

50

【 0 0 5 2 】

出力電圧が初期の入力電圧（または接地）から逡増されることが所望される実施形態では、初期入力電圧（または接地）は負の電圧ノード V^- に接続され、212での出力は正の電圧ノード V^+ に接続される。各電荷ポンプ段302および302は、次いで正の発振信号および負の発振信号 CLK および

【 0 0 5 3 】

【 数 1 1 】

 \overline{CLK}

【 0 0 5 4 】

10

の周波数および振幅に基づいた量分、負の電圧ノード V^- での初期の入力電圧（接地）から電圧を逡増して、正の電圧ノード V^+ で出力電圧を生じさせる。

【 0 0 5 5 】

他方、出力電圧が初期の入力電圧（または接地）から逡減されることが望まれる実施形態では、初期の入力電圧（または接地）は、正の電圧ノード V^+ に接続され、212での出力は負の電圧ノード V^- に接続される。各電荷ポンプ段302および302は、次いで正の発振信号および負の発振信号 CLK および

【 0 0 5 6 】

【 数 1 2 】

 \overline{CLK}

20

【 0 0 5 7 】

の周波数および振幅に基づいた量分、正の電圧ノード V^+ での初期入力電圧（または接地）から電圧を逡減して、負の電圧ノード V^- で出力電圧を生じさせる。（電荷ポンプ300は、このようにして、出力電圧が正であるのか、それとも負であるのかに応じて電流を供給する、または低くする）。

【 0 0 5 8 】

電荷ポンプ300は、2つの電荷ポンプ段302および303を有すると示されているが、本発明が必ずしもこのように制限されていないことが理解される。代わりに、概して初期入力電圧のレベル、各電荷ポンプ段が電圧を逡増または逡減する量、および出力電圧の所望されるレベルに応じて、任意の数の電荷ポンプ段が使用されてよい。

30

【 0 0 5 9 】

さらに、電荷ポンプ300は、正の発振信号および負の発振信号 CLK および

【 0 0 6 0 】

【 数 1 3 】

 \overline{CLK}

【 0 0 6 1 】

に基づいて動作していると示されているが、本発明は必ずしもこのように制限されていないことが理解される。代わりに、単一の発振信号で動作する電荷ポンプを含む、他のタイプの電荷ポンプが使用されてよい。

40

【 0 0 6 2 】

インバータ段210（図2）によって生じる発振信号（401 - 405）間の例の関係性を示すタイミング図400が、例の出力電圧 V_{out} とともに図4に示される。インバータ段210ごとの各発振信号401 - 405は反転し、それに先行する発振信号から量 A 分、位相シフトされて示される。（第1の発振信号401は、同様に反転し、最後の発振信号405から位相シフトされる。）各電荷ポンプ204の出力は同様に位相シフトされ、したがって結合された出力電圧 V_{out} （グラフ406）は相対的にほとんどノイズを有さない。

【 0 0 6 3 】

50

発振信号の 2 1 1 (図 2) での駆動電圧への依存を示す追加のタイミング図 5 0 0 が、図 5 に示される。同様に、インバータ段 2 1 0 のリング発振器期間 T 対駆動電圧 V d d 応答曲線 6 0 0 が、図 6 に示される。2 1 1 の駆動電圧が相対的に低いとき (グラフ 5 0 1 、および曲線 6 0 0 の左端部) 、発振信号の振幅は相対的に小さく、周波数は相対的に低い (つまり、期間は相対的に大きい) 。他方、2 1 1 の駆動電圧が相対的に高いとき (グラフ 5 0 2 、および曲線 6 0 0 の右端部) 、発振信号の振幅は相対的に大きく、周波数は相対的に高い (つまり、期間は相対的に小さい) 。上述されるように、本発明の実施形態はこの関係性を利用して、電荷ポンプ調整回路 2 0 1 の動的範囲を強化する。

【 0 0 6 4 】

本発明の実施形態はおもに本発明の特定の実施形態に関して説明されてきたが、他の変形形態も考えられる。説明されたシステムの多様な構成は、本書に提示される構成の代わりに、または本書に提示される構成に加えて使用され得る。たとえば、追加の構成要素は、適宜に回路に含まれてよい。別の例として、構成は回路構成要素の特定のタイプおよび組合せを概して参照して説明されたが、回路構成要素の他のタイプおよび / 組合せも説明されたものに加えて、または説明されたものの代わりに使用できるだろう。

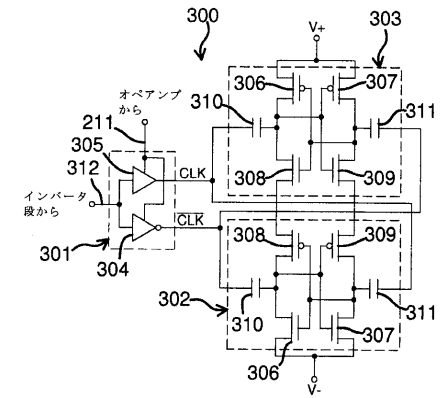
【 0 0 6 5 】

当業者は、上述の説明がほんの一例にすぎず、本発明を制限することを意図していないことを理解する。本開示の何も、本発明が、図示され、説明された特定のタイプの電荷ポンプを有するシステムに制限されることを示すべきではない。本開示の何も、本発明が特定の形式の半導体処理または集積回路を必要とするシステムに制限されることを示すべきではない。一般に、提示されているあらゆる図面は 1 つの考えられる構成を示すことを意図するにすぎず、多くの変形形態が可能である。また、当業者は、本発明に一致する方法およびシステムが、広範囲の用途での使用に適していることも理解する。

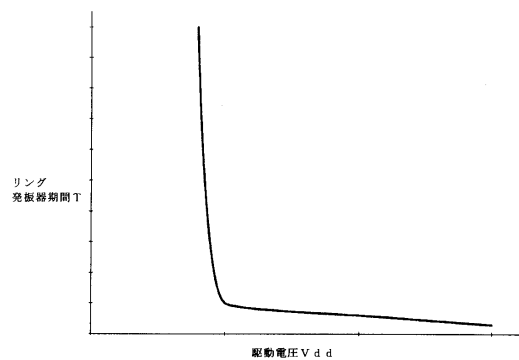
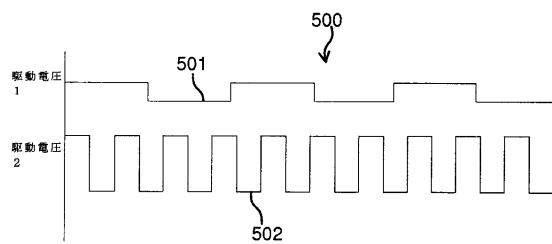
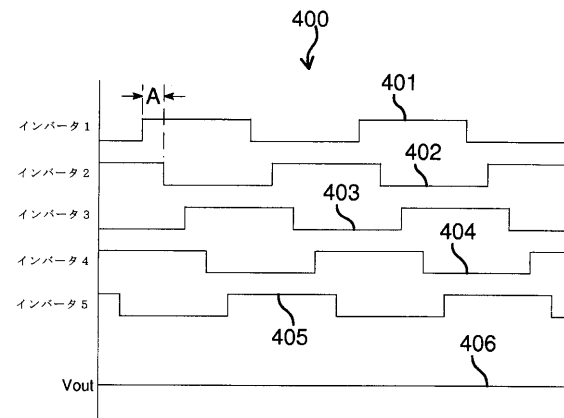
【 0 0 6 6 】

本明細書は本発明の特定の実施形態に関して詳しく説明されてきたが、当業者が、上記の理解を達成すると、これらの実施形態に対する改変形態、これらの実施形態の変形形態、およびこれらの実施形態の同等物を容易に考え出し得ることが理解される。本発明に対するこれらの改変形態および変形形態は、添付の特許請求の範囲により詳細に説明される本発明の趣旨および範囲から逸脱することなく当業者によって実施され得る。

【 図 3 】



【 図 4 】



フロントページの続き

(72)発明者 ケメーリング, クリント

アメリカ合衆国、92025 カリフォルニア州、エスコンディード、カミノ・マーグルサ、36
58

審査官 坂東 博司

(56)参考文献 特開2009-302692(JP, A)

特開2003-348822(JP, A)

特開2011-229240(JP, A)

特開2011-004452(JP, A)

米国特許出願公開第2010/0264981(US, A1)

米国特許第07504877(US, B1)

特開2001-085994(JP, A)

国際公開第98/027477(WO, A1)

特開2011-139396(JP, A)

特開2009-212976(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/07