

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4803695号
(P4803695)

(45) 発行日 平成23年10月26日(2011.10.26)

(24) 登録日 平成23年8月19日(2011.8.19)

(51) Int.Cl. F I
H04L 27/36 (2006.01) H04L 27/00 F

請求項の数 18 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2002-513084 (P2002-513084)	(73) 特許権者	502092084
(86) (22) 出願日	平成13年7月9日(2001.7.9)		サントル ナショナル デチュード スパ シアル (セー. エヌ. ウー. エス)
(65) 公表番号	特表2004-504748 (P2004-504748A)		CENTRE NATIONAL D' E TUDES SPATIALES (C. N . E. S)
(43) 公表日	平成16年2月12日(2004.2.12)		フランス共和国, エフ-75039 パリ セデックス01, プラス モーリス カ ンタン, 2
(86) 国際出願番号	PCT/FR2001/002199	(74) 代理人	100080447
(87) 国際公開番号	W02002/007303		弁理士 太田 恵一
(87) 国際公開日	平成14年1月24日(2002.1.24)	(72) 発明者	サドウィー, ジェローム
審査請求日	平成20年6月12日(2008.6.12)		フランス共和国, エフ-32300 ミラ ンド, ルーベルサン
(31) 優先権主張番号	00/09241		
(32) 優先日	平成12年7月13日(2000.7.13)		
(33) 優先権主張国	フランス (FR)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位相及び振幅のデジタル変調を行う回路とその方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

周期的な搬送波信号 (S e) のデジタル変調信号 (S C j) による変調方法であり、それは、変調回路 (1) によって実施され、変調回路は、デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一部を表す、0 または 1 に等しい、二つのデジタル制御信号 (S C j i 1 , S C j i 2) を受信するための変調セル (C M i) を少なくとも一つ含み、該デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一つの値に対し、同じ値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1 , S C j i 2) を、少なくとも一つの同じ変調セル (C M i) に印加し、また、デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一つの値に対し、相補的値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1 , S C j i 2) を一つ又は複数の変調セル (C M i) に印加することを特徴とする、変調方法。

10

【請求項 2】

デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一つの値に対し、同じ値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1 , S C j i 2) を受信する少なくとも一つの変調セル (C M i) は、デジタル変調信号 (S C j) のこの値については、ゼロとなる変調基本信号 (S s i) と言われる一つの信号を供給するように適合されていることを特徴とする、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

少なくとも一つの変調セル (C M i) が位相シフトによる変調セルであることを特徴とする、請求項 1 また 2 に記載の方法。

20

【請求項 4】

少なくとも一つの変調セル (C M i) が、相補的なデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を受信した場合には、二つの逆位相の状態と唯一の振幅状態をもつ、変調基本信号 (S s i) を供給するように、また、同じ値のデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を受信した場合にはゼロとなる、変調基本信号 (S s i) を供給するように適合されていることを特徴とする、請求項 1 から 3 のいずれか一つに記載の方法。

【請求項 5】

二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) が同じ値である場合には、両方ともゼロに等しいことを特徴とする、請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

変調回路 (1) は、少なくとも二つの変調セル (C M i) を含むことと、デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一つの値に対し、少なくとも一つの変調セル (C M i) に同じ値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を印加し、また、少なくとも一つの他の変調セル (C M i) に対し、相補的値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を印加することとを特徴とする、請求項 1 から 5 のいずれか一つに記載の方法。

【請求項 7】

搬送波信号 (S e) から送出される入力信号 (S D i) を、各変調セル (C M i) にインピーダンス整合手段 (2) を介して供給するが、該手段は、変調セル (C M i) が受信するデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) が、相補的である場合も等しい場合も、少なくともほぼ同様に該変調セルとインピーダンス整合するように、適合されているものであることを特徴とする、請求項 1 から 6 のいずれか一つに記載の方法。

【請求項 8】

インピーダンス整合手段 (2) は、それぞれの変調セル (C M i) にトランジスタ (3) を含み、該トランジスタは入力信号 (S D i) を受信するとともに、変調セル (C M i) に接続されており、また、トランジスタ (3) とアースとの間には並列抵抗 (6) があることを特徴とする、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

複数の導出分路 (B i) を含む、分布構造の変調回路 (1) を使用するが、該導出分路が、二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を受信するための変調セル (C M i) が少なくとも一つ備えるものであって、各導出分路 (B i) が変調分路出力信号 (S s i) と呼ばれる信号を送出するものであることと、変調分路出力信号 (S s) を形成するために、様々な導出分路 (B i) から発せられる変調分路出力信号 (S s i) の位相の和を求めることを特徴とする、請求項 1 から 8 のいずれか一つに記載の方法。

【請求項 10】

周期的な搬送信号 (S e) の変調をデジタル変調信号 (S C j) を用いて実現するのに適した変調回路であり、該回路は、デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一部を表す二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を受信するための変調セル (C M i) を少なくとも一つ含み、該回路が、デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一つの値に対し、少なくとも一つの同じ変調セル (C M i) が同じ値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を受信するように、また、少なくとも他のデジタル変調信号 (S C j) に対し、一つ又は複数の変調セルが相補的値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を受信するように適合していることを特徴とする、変調回路。

【請求項 11】

デジタル変調信号 (S C j) の少なくとも一つの値に対し、同じ値の二つのデジタル制御信号 (S C j i 1, S C j i 2) を受信する、少なくとも一つの変調セル (C M i) は、デジタル変調信号 (S C j) のこの値に対してはゼロとなる、変調基本信号 (S s i) と呼ばれる、一つの信号を供給するように適合されていることを特徴とする、請求項 10 に記載の回路。

【請求項 12】

10

20

30

40

50

少なくとも一つの変調セル (CM_i) が、位相シフトによる変調セルであることを特徴とする、請求項 10 または 11 に記載の回路。

【請求項 13】

少なくとも一つの変調セル (CM_i) が、相補的なデジタル制御信号 (SC_{ji1} , SC_{ji2}) を受信した場合には、二つの逆位相の状態と、唯一の振幅状態をもつ変調基本信号 (Ssi) を供給するように、また、同じ値のデジタル制御信号 (SC_{ji1} , SC_{ji2}) を受信した場合にはゼロとなる、変調基本信号 (Ssi) を供給するように適合されていることを特徴とする、請求項 10 から 12 のいずれか一つに記載の回路。

【請求項 14】

前記二つのデジタル制御信号 (SC_{ji1} , SC_{ji2}) が同じ値の場合には、二つともゼロに等しいことを特徴とする、請求項 13 に記載の回路。

10

【請求項 15】

回路が少なくとも二つの変調セル (CM_i) を含むこと、また、デジタル変調信号 (SC_j) の少なくとも一つの値に対し、少なくとも一つの変調セル (CM_i) が、同じ値の二つのデジタル制御信号 (SC_{ji1} , SC_{ji2}) を受信するように、また、少なくとも一つの他の変調セル (CM_i) は、相補的値の二つのデジタル制御信号 (SC_{ji1} , SC_{ji2}) を受信するように、適合していることを特徴とする、請求項 10 から 14 のいずれか一つに記載の回路。

【請求項 16】

回路が、変調セル (CM_i) のそれぞれの上流にインピーダンス整合手段 (2) を含み、該手段は、搬送波信号 (Se) から発せられる入力信号 (SD_i) を変調セル (CM_i) に供給するものであり、また、該手段は、変調セル (CM_i) が受信するデジタル制御信号 (SC_{ji1} , SC_{ji2}) が、相補的である場合も、等しい場合も、少なくともほぼ同様に該変調セルとインピーダンス整合するように、適合されているものであることを特徴とする、請求項 10 から 15 のいずれか一つに記載の回路。

20

【請求項 17】

インピーダンス整合手段 (2) が、それぞれの変調セル (CM_i) にトランジスタ (3) を含み、該トランジスタは入力信号 (SD_i) を受信するとともに、変調セル (CM_i) に接続されており、また、トランジスタとアースとの間には並列抵抗 (6) があることを特徴とする、請求項 16 に記載の回路。

30

【請求項 18】

回路は、複数の導出分路 (Bi) を含む分布構造を呈し、該導出分路は、二つのデジタル制御信号 (SC_{ji1} , SC_{ji2}) を受信するための変調セル (CM_i) を少なくとも一つ含み、各導出分路 (Bi) は、変調分路出力信号 (Ssi) と呼ばれる信号を送出するものであって、また、変調分路出力信号 (Ss) を形成するために、様々な導出分路 (Bi) から発せられる変調分路出力信号 (Ssi) の位相の和を求める手段 (12) を含むことを特徴とする、請求項 10 から 17 のいずれか一つに記載の回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

40

本発明は、 - 特に超高周波の領域 (無視できない伝播現象を伴う周波数領域) のものでもありうる - 高周波数の周期的搬送波信号のデジタル変調方法に関するもので、一般的にはより低い周波数 (つまり搬送波信号のものよりも低い周波数) のデジタル変調信号によるものであり、 - 特に位相シフトによる - その実施に用いる変調回路は、少なくとも一つの変調セルを含み、該セルは、デジタル変調信号の少なくとも一部 - 特に一つの成分 - を表す、二つのデジタル制御信号を受信するためのものである。本発明は、そのような方法の実施に適合した変調電子回路にも及ぶものである。

【0002】

【従来の技術】

国際公開第 98 / 38730 号パンフレットには、分布構造の位相シフトによる電子変調

50

回路について記載されており、該電子変調回路は、 n の位相差セルをもつ一つの分布線と、位相差セルのそれぞれから伸び、また、それぞれ一つのスイッチング/変調回路を含む、複数の n 本の並列分路と、スイッチング/変調回路から発せられる信号の位相の和を求める手段とを含む。求められる位相状態の数は、分路の本数よりも多くてもよいが、それは、それらの分路が、スイッチング/変調回路として変調セルを含み、該セルが、最も基本的な実施形態において、二つの相補的デジタル信号を受信する(BPSKまたはMDP2と呼ばれる)、二つの位相状態での位相シフトによる変調セルである場合である。

【0003】

BOVEDA et al.: "A 0.7 - 3 GHz GaAs QPSK/QAM DIRECT MODULATOR" IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 28, n° 12, 1993年12月1日, 1340 - 1349にもまた、BPSKデジタル変調セルの他の応用例が記載されているが、それは位相及び/または振幅の変調を実現するためのものである。

10

【0004】

例えば、A. PRIMEROSE et al. "High Bit Rate Four, Phase MMIC Remodulation Demodulator and Modulator" Proceedings of the GAAS 92 European Gallium Arsenide and related III-V Compounds Applications Symposium, 27 - 29, April 1992, NOORDWIJKのような刊行物に記載されている、二つの位相状態BPSKデジタルの変調セルの既知のすべての応用例において、BPSKセルに印加するデジタル制御信号は、原則として二つの相補的状态の信号I, その共役複素数Iである。

20

【0005】

従って、フレネル平面の諸点(位相及び/または振幅の状態)は、このような方法において、アドレス指定されることが可能であり、また、既知のデジタル変調回路は、例えば国際公開第98/38730号パンフレットの場合には、 2^n のような数値に限定される。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、同等の原価、同等の容積、同等の重量、そして同量のエネルギー消費のために変調性能を改善すべく、同じ構造の回路のフレネル平面の諸点(位相及び/または振幅の状態)の数を増やすことができるようにする必要があるように思われる。

30

【0007】

それゆえ本発明は、この必要性を簡便かつ経済的に満足なものにすることを指すものである。本発明は特に、消費ゼロの出力損失と少量のエネルギー消費によって、多数の点(位相及び/または振幅の状態)のアドレス指定を可能とする、変調方法並びに変調回路を提案することを指すものであり、その結果、この回路とこの方法は、多くの実施例において様々なコード化や変調によって適合、使用可能となる。

【0008】

本発明は更に、非常に高い精度での - 特に砒素化ガリウムGaAsにおける - モノリシックマイクロ波技術(MMIC)の実施に、好適に適合するような変調方法と変調回路を提案することを指すものである。

40

【0009】

更に詳細には本発明は、位相及び/または振幅の状態の簡単な選択を可能にすることを、システムへとそれが組み込まれる時点(つまり集積回路それ自体の設計または製造時点ではない)においても指すものである。

【0010】

本発明は更に詳細には、宇宙空間システム搭載の制約(省スペース、高い信頼性、省エネルギー等)と両立可能な、このような変調方法と変調回路を提案することを指すものである。

50

【 0 0 1 1 】

本発明はまた更に詳細には、多数の位相及び/または振幅の状態を処理する場合に好適になるMCTのような高ビットレート変調のコード化と両立可能な、このような変調方法と変調回路を提案することを目指すものである。

【 0 0 1 2 】

本発明はまた更に詳細には、特に超高周波の領域の、あらゆる周波数の搬送波信号に適合可能な、このような変調方法と変調回路を提案することを目指すものである。

【 0 0 1 3 】

本発明はまた更に詳細には、製作完了後に、周波数が固定されているが、(例えば地球観測遠隔測定用のXバンド、マルチメディア遠距離通信衛星のKバンドのような)広い帯域で選択可能な、入力される搬送波信号を受入れることのできる、このような変調方法と変調回路を提案することを目指すものである。

10

【 0 0 1 4 】

本発明は更に、入力線や入力信号に感知されるような擾乱を生じさせないような、変調を提案することを目指すものである。

【 0 0 1 5 】

【課題を解決するための手段】

そのようにするために、本発明は、更に低い周波数のデジタル変調信号を用いた搬送波信号の変調方法に関するものであり、該方法の実施に用いる変調回路は、デジタル変調信号の少なくとも一部を表す、二つのデジタル制御信号を受信するための変調セルを少なくとも一つ含み、該搬送波信号変調方法は、デジタル変調信号の少なくとも一つの値に対し同じ値の二つのデジタル制御信号を、少なくとも一つの同じ変調セルに印加することを特徴とする。その際、この変調セルは、(デジタル制御信号が互いに同じ値をとる)デジタル変調信号のこの値に変調基本信号と呼ばれる一つの信号を供給するが、該変調基本信号は、それらのデジタル制御信号が相補的である場合に供給される信号と、-特に、ゼロである-振幅及び/または位相によって異なる。

20

【 0 0 1 6 】

本発明はまた、本発明の方法の実施に適した回路にも及ぶものである。それゆえ、本発明による変調回路はまた、より低い周波数のデジタル変調信号を用いた搬送波信号の変調を行うのに適しており、該変調回路は、デジタル変調信号の少なくとも一部を表す、二つのデジタル制御信号を受信するための変調セルを少なくとも一つ含み、デジタル変調信号の少なくとも一つの値に対し、少なくとも一つの同じ変調セルが同じ値の二つのデジタル制御信号を受信することに適していることを特徴とする、変調回路である。

30

【 0 0 1 7 】

少なくとも一つの変調セルは、唯一の位相状態による振幅変調のタイプのものであり得る。それにもかかわらず、好適に、かつ、本発明により、少なくとも一つの変調セルは位相シフトによる変調セルであり、それにより、本発明による方法と回路は、少なくとも位相シフトによってデジタル変調を行う。

【 0 0 1 8 】

変調セルのそれぞれが、位相シフトを用いた、二つの-特に逆位相の-位相状態を有するタイプの変調セル(BPSKまたはMDP2と呼ばれるセル)となりうるものであり、一般的には唯一の振幅状態を呈するが、二つの振幅状態を呈することも可能である。同じ値のデジタル制御信号を印加しつつ、そこに、一つ、更には二つの位相及び/または振幅状態を追加する。二つの状態の間の位相差が明確に180°である場合、及び/または二つの状態の振幅が異なっている場合には、前記変調セルは、受信するデジタル制御信号が0に等しい際、また1に等しい際には、同一の変調基本信号を供給しない。よって、この変調セルに、二つの相補的状态を作り出すことになる。この変調基本信号は、デジタル制御信号が同じ値(二つとも0か1に等しい)場合には、必ずしもゼロではない。

40

【 0 0 1 9 】

それにかかわらず、好適には、有利に、そして本発明により、少なくとも一つのデジタル

50

変調信号の値に対して同じ値の二つのデジタル制御信号を受信する、少なくとも一つの変調セルが、デジタル変調信号のその値に対してはゼロとなる、変調基本信号と呼ばれる一つの信号を供給するように適合される。

【0020】

更に、少なくとも一つの変調セルを、好適に、そして本発明により、相補的デジタル制御信号を受信する際に、少なくとも一つの変調セルが、二つの位逆相の状態と、唯一の振幅状態の変調基本信号を供給するように、そして、同じ値のデジタル制御信号を受信する際にはゼロとなる、変調基本信号を供給するように適合される。

【0021】

そのようにして、本発明による方法と回路においては、変調セル B P S K のそれぞれが供給する信号は、従来の B P S K セルの場合のように、二つの値だけではなく、 - 特に値の一つがゼロである - 三つ、更には四つの異なる値を呈することができる。様々な変調セルの様々な変調基本信号は、変調出力信号を形成するために組み合わせられる - 特に和が位相によって求められる - 。そのようにして、更に多数のフレネル平面の点のアドレス指定が可能になる。

10

【0022】

有利には、本発明による方法は、変調回路が少なくとも二つの変調セルを含むことと、デジタル変調信号の少なくとも一つの変調セルに対して、同じ値の二つのデジタル制御信号を、少なくとも一つの変調セルに印加し（この変調セルが供給する一つの変調基本信号は、好適にはデジタル変調信号のその値に対してゼロである）、相補的値の二つのデジタル制御信号を少なくとも一つの他の変調セルに印加すること（この他の変調セルが供給する一つの変調基本信号は、デジタル変調信号のその値に対してゼロではない）、とを特徴とする。

20

【0023】

特に、本発明の好ましい変形例において、デジタル変調信号の同じ値に対して、少なくとも一つの他の変調信号が供給する変調基本信号がゼロではない一方で、少なくとも一つの変調信号が供給する変調基本信号はゼロである。

【0024】

有利には、本発明による方法はまた、少なくとも一つのデジタル変調信号の値に対して、同じ値の二つのデジタル制御信号を少なくとも一つの変調セルに印加すること、また、少なくとも一つの他のデジタル変調信号の値に対し、相補的値の二つのデジタル制御信号を、一つ（あるいは複数）の変調セルに印加することとを特徴とする。従って、特に、同じ一つの変調セルが、デジタル変調信号の全ての値に変調基本信号ゼロを供給するわけではない。

30

【0025】

有利に、そして本発明によると、二つの位逆相の状態のそれぞれの変調セルに対し、該二つの逆位相の状態が同じ値である場合は、同じ一つの変調セルに印加されるデジタル制御信号は両方とも 0 に等しい。このようにして、1 に等しい二つのデジタル制御信号に対する、変調基本信号を完全には取り消せない電子回路の技術的不備に起因する偏移を回避することになる。

【0026】

更に、（国際公開第 98 / 38730 号パンフレット（図 7）あるいは、前述の A . P R I M E R O S E e t a l . の刊行物に記載されているような）従来の B P S K 変調セルは、相補的状态の制御信号を受信する際には、十分にインピーダンス整合される。それにもかかわらず、とりわけ超高周波の領域において、制御信号が同時に同一の値、特に両方とも値 0 を取る場合は、それに該当しない。しかしながら、本発明者等は、インピーダンス整合の不備によって生じた偏移が技術的ばらつきを下回るか、あるいは同程度になるような趣向で、制御信号が相補的になるか、または等しくなるように、インピーダンス整合が十分に行われるようなインピーダンス整合手段を用意することが事実、可能であることを明確にした。

40

【0027】

50

そういうわけで、有利に、本発明によると、搬送波信号から発せられる入力信号を、インピーダンス整合手段を介して、変調セルのそれぞれに供給するが、該手段は、変調セルが受信するデジタル制御信号が相補的である場合も、等しい場合も少なくとも、ほぼ同様に、該変調セルとインピーダンス整合するように適合されているものである。有利に、本発明によると、インピーダンス整合手段は、それぞれの変調セルに、入力信号を受信し、また変調セルに接続されている一つのトランジスタと、トランジスタとアースとの間には並列抵抗を含むものである。

【0028】

更に、有利に、本発明によると、分布構造の変調回路を用いるが、該回路はそれぞれに、二つのデジタル制御信号を受信するための変調セルを少なくとも一つ備えた、複数の導出分路を含むものであり、該導出分路はそれぞれ、変調分路出力信号と呼ばれる信号を送出し、そして、変調出力信号を形成するために、様々な導出分路から発せられる変調分路出力信号の位相の和を求める。特に、国際公開第98/38730号パンフレットに記載の分布構造と合致した変調回路を用いる。BPSK変調セルそれぞれの位相状態の数は、本発明の方法においては、2ではなく3に等しく、それは、変調出力信号によって、フレネル平面の(国際公開第98/38730号に記載されたような 2^n 個ではなく) 3^n 個の点のアドレス指定を可能にするが、この場合、 n はその回路の分路の本数を示す。

【0029】

本発明は、本発明の方法の前述の特徴の実施に適合していることを特徴とする、変調回路をも含む。特に、本発明の回路は、有利に、変調セルそれぞれの上流にインピーダンス整合手段を含むが、該手段は、搬送波信号から発せられる一つの入力信号をその変調セルに供給し、そして、該変調セルが受信するデジタル制御信号が相補的である場合も、等しい場合も、少なくともほぼ同様に該変調セルとインピーダンス整合するように、適合されているものである。

【0030】

本発明はまた、前述のまたは後述の全て、または一部の特徴の組み合わせを特徴とする、変調方法及び回路にも関係するものである。

【0031】

【発明の実施の形態】

本発明の他の目的、特徴及び利点は、添付図面を参照しつつ、以下の説明を読むことで明らかになっていく：

- ・ 図1は、本発明の変調回路の原理図である。
- ・ 図2は、四本の分路を備えた分布構造の本発明の一つの実施態様による、変調回路の実施例を図示するものである。
- ・ 図3は、図2の回路の変調出力信号の複素平面内のベクトル構成例を示すフレネル図である。
- ・ 図4は、図2の回路によりアドレス指定可能なフレネル複素平面の様々な諸点と、16-P SK変調の実施のための本発明の一つの応用例とを示すフレネル図である。
- ・ 図5は、図4と同じではあるが、16-Q AM変調の実施のための本発明の他の応用例を示すものである。

【0032】

図1は、 $S_e = A \cdot \sin(e \cdot t + e)$ 搬送波信号と呼ばれる入力信号と、それ自体がデジタル信号であるか、あるいはデジタル信号を表す変調信号 SC_j とを受信し、また $S_s = A' \cdot \sin(s \cdot t + s)$ 変調出力信号を送出する、本発明の変調回路1を示す。(PSK「フェーズ・シフト・キーイング」と呼ばれる)位相シフトによる変調を行う場合、変調出力信号 S_s は、例えばNRZタイプのデジタル変調信号 SC_j に応じて位相が変調される。一般的に、 $s = e$ である。

【0033】

本発明の変調回路1は位相シフトによる少なくとも一つの変調セル CM_i を含むが、該変調セルは、変調信号 SC_j の少なくとも一部を表す、二つのデジタル制御信号 SC_{j1}

10

20

30

40

50

、 $SCji2$ を受信するタイプのものである。

【0034】

このような変調セル CMi は、(デジタル制御信号が相補的である場合には)二つの逆位相の状態、また唯一の振幅状態である従来のBPSK変調セルから一つ形成することが可能である。そのような変調セル CMi は、例えば、上記の刊行物A. PRIMEROSE et al. (図3b)に記載されたものであり、該変調セルは、電界効果トランジスタから成る二つのスイッチングと、二つの入力フィルタ、すなわち、 -90° の位相差を誘導する一つのローパスフィルタと $+90^\circ$ の位相差を誘導する一つのハイパスフィルタとを備えている。変形例または組み合わせ例として、国際公開第98/38730号パンフレット(図7)に記載されているようなBPSK変調セルを用いてもよい。

10

【0035】

それにかかわらず、これらのBPSK変調セルの変更を行い、同時に同一の値をとるデジタル制御信号 $SCji1$ 、 $SCji2$ を該セルに印加するようにする。A. PRIMEROSE et al. の刊行物に記載されているセルの場合は、これらのデジタル制御信号は、それぞれ、電圧 Vg とその共役複素数 Vg によって形成される。国際公開第98/38730号パンフレット(図7)に記載されているセルの場合、回路内の変調信号から形成される相補的の信号の代わりに、それぞれスイッチングトランジスタ $CO0$ 及び $CO1$ のゲートにデジタル制御信号 $SCji1$ と $SCji2$ が、本発明によって印加される。

【0036】

更に、本発明の変調回路1には、入力インピーダンス整合手段2があり、該整合手段を介して、搬送波信号 Se から発せられる入力信号 SDi が、その変調を行うために、セル CMi に供給される。この入力信号 SDi は、直接的にまたは間接的に(その入力回路が変調に関与することもしないこともあり、特に一つまたは複数の他の変調セルを備えていることも備えていないこともあり得る入力回路を介して)発せられる。入力インピーダンス整合手段2は、印加されるデジタル制御信号 $SCji1$ 、 $SCji2$ の値がどのようなものであろうと、つまり、それらが相補的であらうと等しからうと、少なくともほぼ確実に変調セル CMi のインピーダンス整合が行われることを可能にする。

20

【0037】

そのインピーダンス整合手段2は、とりわけ電界効果トランジスタ、特に(GaAsにおける)PHEMTのトランジスタ3を備えるが、該トランジスタはゲートにおける入力信号 SDi を受信し、またそのソースはアースに接続されているものであって、また、そのドレインは、変調セル CMi の入力5に接続されているコンデンサ4で、そして、変調セル CMi の入力5とアースとの間に接続された並列抵抗6を給電している。変形例においては、トランジスタ3はバイポーラトランジスタでもよい。

30

【0038】

トランジスタ3とコンデンサ4は、変調セル CMi を回路1の入力から絶縁するので、その結果、搬送波信号 Se はその変調によって擾乱を受けない。

【0039】

並列抵抗6の選択は、制御信号 $SCji1$ 、 $SCji2$ が相補的の際に、変調セル CMi のインピーダンスに対応するインピーダンスをもつように行われるが、それはとりわけ50程度のものである。そのようにして、変調セル CMi の入力インピーダンスは、その程度のインピーダンス、とりわけ(10と100の間の)50程度のもにとどまる。

40

【0040】

同様に、出力におけるインピーダンスは、デジタル制御信号の様々な異なる値に整合するものでなくてはならない。これは、変調セル CMi によって供給される変調基本信号 Ssi が、一般的に他の変調セル CMi から発せられる他の信号と位相を組み合わせることの結果として実際に得られるものであり、その組み合わせは、一つまたは複数のウィルキンソン結合器(位相出力結合器)によって行われ、該容器は並列の変調セル CMi 間のインピーダンスの不均衡を隠す効果をもつものである。

50

【 0 0 4 1 】

変形例として、出力 $S s i$ を（アース接続されている）一つの並列抵抗と、ソースがアース接続された一つの電界効果トランジスタのゲートとに接続して、出力において入力インピーダンス整合手段 2 の出力を、対称的に二重にするということも可能である。バイポーラトランジスタを用いることも可能である。

【 0 0 4 2 】

本発明の変調回路 1 はコード変換手段 7 を含むが、該手段は、デジタル変調信号 $S C j$ から各変調セル $C M i$ のデジタル制御信号 $S C j i 1$ 、 $S C j i 2$ を生成するのに適したものである。このコード変換手段 7 を形成するのは、この目的で適合させた論理回路内にプログラムされた単純な論理表である。変調信号 $S C j$ の幾つかの値に対しては、少なくとも一つの変調セル $C M i$ の制御信号 $S C j i 1$ 、 $S C j i 2$ は同一になる（両方とも 0 または 1 に等しい）。好適には、すべての変調セル $C M i$ のすべての制御信号 $S C j i 1$ 、 $S C j i 2$ は同時に同一にならず、変調には、フレネル平面の原点がアクティブ・ポイントとして用いられない。

10

【 0 0 4 3 】

実際には、本発明による変調回路 1 全体を構成するのは、コード変換手段 7 とインピーダンス整合手段 2 とを除いては、従来の変調回路、とりわけ国際公開第 9 8 / 3 8 7 3 0 号パンフレットに記載されたもののような、分布構造の回路であってもよく、該回路は分布線 8 を含み、該分布線は、導出分路 $B i$ の分路の節点を画定する、梯子状に端と端と合わせた相似の位相差セルを形成する。導出分路 $B i$ それぞれには、少なくとも一つの変調セル $C M i$ を含む。分布線 8 は、例えば、一つの入力コンデンサ 9 と一つの終端装置 1 0 の間に相似の直列のインダクタンス群 $L i$ と、電界効果トランジスタ群 $T i$ 、- とりわけ $M E S F E T$ の（ $G a A s$ における）- を含み、該電界効果トランジスタは、ゲートによって節点群 $N i$ に、ソースはアース接続され、該トランジスタのドレインは導出分路群 $B i$ を形成している。トランジスタ $T i$ は、導出分路 $B i$ に属する変調セル $C M i$ のインピーダンス整合手段 2 のトランジスタ 3 の役割を務める。

20

【 0 0 4 4 】

好適には、変調回路 1 は、二つ以上の導出分路 $B i$ を含む。更に、導出分路 $B i$ は、それぞれは、そのような変調セル $C M i$ を含む単線であってもよいし、（そのとき、分路 $B i$ のそれぞれが供給するのは、その変調セル $C M i$ が供給する変調基本信号 $S s i$ で形成される分路出力信号 $S s i$ である）あるいは逆に、変調回路 1 は屋根瓦状に重なりあういくつかの分布構造の樹枝状のもので形成され、導出分路それ自体が、分布構造の回路になってもよい。

30

【 0 0 4 5 】

図 2 は、導出分路 $B 1$ 、 $B 2$ 、 $B 3$ 、 $B 4$ の、四本の実施例を示しており、該導出分路のそれぞれは、一つの変調セル $C M 1$ 、 $C M 2$ 、 $C M 3$ 、 $C M 4$ を含んでおり、分布線 8 は四つのインダクタンス $L 1$ 、 $L 2$ 、 $L 3$ 、 $L 4$ 、と四つのトランジスタ $T 1$ 、 $T 2$ 、 $T 3$ 、 $T 4$ 、を含むものであって、それぞれの分路に入力信号 $S D 1$ 、 $S D 2$ 、 $S D 3$ 、 $S D 4$ を供給するものである。それぞれの変調セル $C M 1$ 、 $C M 2$ 、 $C M 3$ 、 $C M 4$ は、絶縁用コンデンサ 1 1 を介してウィルキンソン結合器の二重段 1 2 の出力として、変調基本信号 $S s 1$ 、 $S s 2$ 、 $S s 3$ 、 $S s 4$ を供給し、該結合器は（分路出力信号でもある）これらの変調基本信号の位相の和を求め、それにより、変調出力信号 $S s$ を形成する。

40

【 0 0 4 6 】

変調信号 $S C j$ は、四ビット $A B C D$ についてのデジタル信号であり、コード変換手段 7 は、その変調プロトコル用に用いることを望む分散状態に従って変調セル $C M i$ の制御信号 $S C j i 1$ 、 $S C j i 2$ を仕上げる。入力信号 $S D i$ 相互の間の（分布線 8 によって）位相差は 45° であり、また、それぞれが図 3 に示されるようなベクトル I 、ベクトル U 、ベクトル Q 、ベクトル V によって形成される場合には、コード変換手段 7 は、以下の論理表に従って配置されることが可能であり、それにより、図 4 に示された更に大きな振幅の分散状態の 1 6 の点 $P 3 1$ から $P 3 8$ ； $P 4 1$ から $P 4 8$ をアドレス指定することが

50

できる。その場合には、極めて単純で信頼性の高い方法で、16の位相状態(16-PSK)の回路が得られる。

【0047】

【表1】

変調信号				制御信号								分路出力信号				点
A	B	C	D	SCj11	SCj12	SCj21	SCj22	SCj31	SCj32	SCj41	SCj42	Ss1	Ss2	Ss3	Ss4	
0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	I	U	Q	V	P41
0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	-I	U	Q	V	P42
0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	-I	-U	Q	V	P43
0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	-I	-U	-Q	V	P44
1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	-I	-U	-Q	-V	P45
1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	I	-U	-Q	-V	P46
1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	I	U	-Q	-V	P47
1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	I	U	Q	-V	P48
0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	I	U	Q	0	P31
0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	I	U	0	-V	P32
0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	I	0	-Q	-V	P33
0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	-U	-Q	-V	P34
1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	-I	-U	-Q	0	P35
1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	-I	-U	0	V	P36
1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	-I	0	Q	V	P37
1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	U	Q	V	P38

10

20

【0048】

P41からP48の点は、制御信号SCji1, SCji2が相補的である場合に、従来の方法で求められるものである。P31からP38の点は、分路の一本について同一の制御信号で求められる。図3は、点P31とP41のベクトル構成例を示している。

【0049】

図4に見られるように、極めて単純かつ経済的に、単にコード表の論理プログラミングを行うだけで、回路の構造を変更することなく、分散状態の点の数を少なくとも二倍にすることができる。特筆すべきは、P31からP38の点の理論上の振幅は、P41からP48の点の理論上の振幅よりも0.7dB小さいということである。そういうわけで、国際公開第98/38730号パンフレットに記載されている回路で得られた、二つの分散状態(様々な振幅で、2x8の位相状態である)8個の点の代わりに、本発明では(一般に原点は除く)80個の点を得られ、そして、特に8個の補足的な点を得られ、その振幅は、国際公開第98/38730号パンフレットに記載されている回路の大きな分散状態の振幅と同程度(0.7dB小さいだけ)であるが、それらの点に対して22.5°だけ位相差があり、その結果、CML(多次元格子のコード化された変調)のような高性能のコード化システムに受入れられるような振幅精度で16の位相状態の分散状態を使えることになる。

30

【0050】

図5に示されているのは、16個の点A1, A2, A3, A4, A5, A6, A7, A8, A9, A10, A11, A12, A13, A14, A15, A16, からなる分散状態の一例であり、それにより、受入れ可能な精度の16-QAM変調を行える。

40

【0051】

様々な場合に、下流で出力増幅器をその圧縮区域内で用いることにより、理論上の精度の不足を改善することが可能である。

【0052】

図4及び5は、四本の導出分路の制御信号SCji1, SCji2の値によって、そこに同じ値の対(0,0)及び/または(1,1)を組み入れることで得られる、全ての点(原点に加えて、3^4 - 1 = 80個の点)を示している。好適には、上記の表にあるように

50

、(0, 0)という対のみを用い、より重要な技術上の偏移を生成させるおそれのある(1, 1)という対は用いない。

【0053】

図4及び5の分散状態のすべての点は、位相及び/または振幅を移動させることによる変調を行うために、アドレス指定することが可能である。

【0054】

上記に説明し、図示した例は、非制限的なものであり、本発明は、それらの例に対する多数の変形実施例を対象としうるものである。

【0055】

本発明は、伝播現象が大きくなる超高周波(慣例的には1GHzから300GHzまで)の領域の変調回路の実施には好適に応用可能であり-特に砒素化ガリウムにおける-モノリシックマイクロ波技術MMICに応用可能である。本発明はまた、すべての周波数帯における変調回路の実施に応用可能である。

10

【0056】

デジタル回路の作業周波数と両立可能にするためには、変調信号SCjは一般的には、搬送波信号の周波数($e/2$)よりも低い周波数のものである。例えば、 $e/2$ が超高周波の領域に属するものである場合には、変調信号SCjの周波数は100MHz程度のものでありうる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の変調回路の原理図

20

【図2】四本の分路を備えた分布構造の本発明の一つの実施態様による、変調回路の実施例

【図3】図2の回路の変調出力信号の複素平面内のベクトル構成例を示すフレネル図

【図4】図2の回路によりアドレス指定可能なフレネル複素平面の様々な諸点と、16-PSK変調の実施のための本発明の一つの応用例とを示すフレネル図

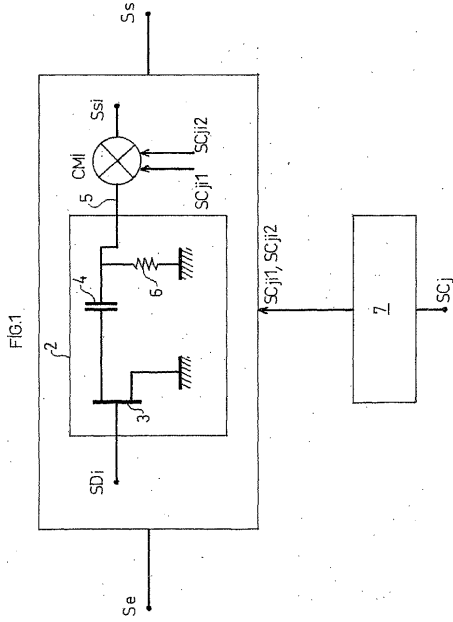
【図5】図4と同じではあるが、16-QAM変調の実施のための本発明の他の応用例

【符号の説明】

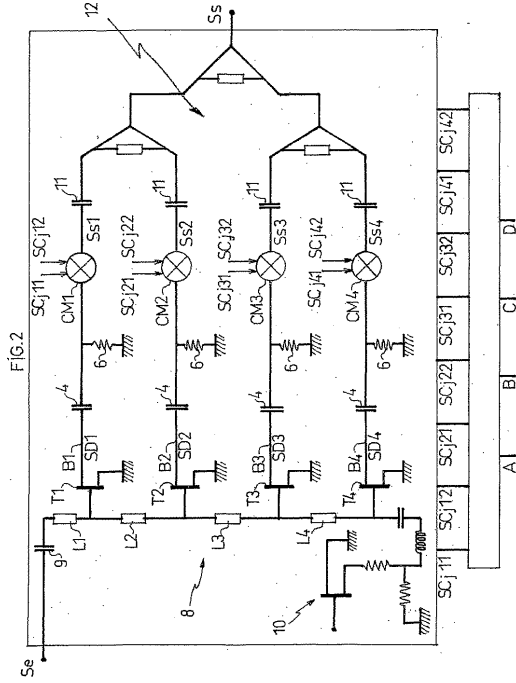
- 1 変調回路
- 2 インピーダンス整合手段
- 3 トランジスタ
- 4 コンデンサ
- 5 入力
- 6 抵抗
- 7 コード変換手段
- 8 分布線
- 9 コンデンサ
- 10 終端装置
- 11 コンデンサ

30

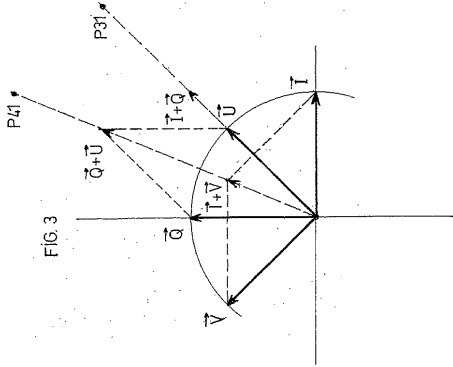
【 図 1 】



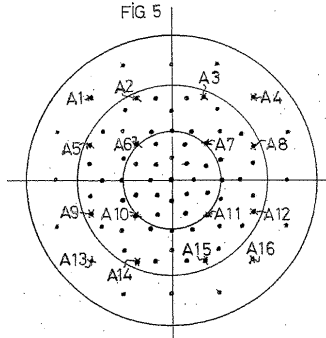
【 図 2 】



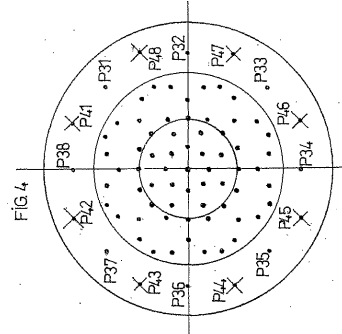
【 図 3 】



【 図 5 】



【 図 4 】



フロントページの続き

- (72)発明者 ブーランジェ, シリル
フランス共和国, エフ - 3 1 4 0 0 トールーズ, リュ アシール ヴィアデュー, 1 1 7
- (72)発明者 ラロリー, ジャン - クロード
フランス共和国, エフ - 3 1 3 5 0 エスカルクン, リュ ドゥ ラ トール ドゥ ピズ, 2
3
- (72)発明者 ラピエール, リュック
フランス共和国, エフ - 3 1 5 0 0 トールーズ, リュ ジャン グジヨン, 8, アパルトマン
2 3

審査官 羽岡 さやか

- (56)参考文献 特表2001-513291(JP, A)
特表2002-532965(JP, A)
特開平06-090263(JP, A)
米国特許第05463355(US, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/00-27/38