

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6635358号
(P6635358)

(45) 発行日 令和2年1月22日(2020.1.22)

(24) 登録日 令和1年12月27日(2019.12.27)

(51) Int. Cl.	F 1				
H03F 1/02 (2006.01)	H03F	1/02	1	8	8
H03F 1/42 (2006.01)	H03F	1/42			
H03F 3/24 (2006.01)	H03F	3/24			
H03F 3/68 (2006.01)	H03F	3/68	2	2	0
H03F 3/60 (2006.01)	H03F	3/60			

請求項の数 10 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2018-568153 (P2018-568153)	(73) 特許権者	314012076
(86) (22) 出願日	平成30年2月9日(2018.2.9)		パナソニックIPマネジメント株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2018/004508		大阪府大阪市中央区城見2丁目1番61号
(87) 国際公開番号	W02018/151020	(74) 代理人	100109210
(87) 国際公開日	平成30年8月23日(2018.8.23)		弁理士 新居 広守
審査請求日	令和1年8月6日(2019.8.6)	(74) 代理人	100137235
(31) 優先権主張番号	62/460,244		弁理士 寺谷 英作
(32) 優先日	平成29年2月17日(2017.2.17)	(74) 代理人	100131417
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		弁理士 道坂 伸一
早期審査対象出願		(72) 発明者	上谷 昌稔
			日本国京都府長岡京市神足焼町1番地 パナソニックセミコンダクターソリューションズ株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波増幅器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

所定の周波数帯の第一信号及び第二信号を増幅して出力端子から信号を出力する高周波増幅器であって、

前記第一信号を増幅するキャリアアンプと、

前記第二信号を増幅するピークアンプと、

前記キャリアアンプの出力端子と前記ピークアンプの出力端子との間に接続された前記所定の周波数帯の中心周波数の1/4波長の電気長を有する第一伝送線路と、

前記第一伝送線路の一端と前記高周波増幅器の出力端子との間に接続された前記中心周波数の1/4波長の電気長を有する第二伝送線路と、

前記第一伝送線路と前記第二伝送線路との接続点に一端が接続されたインピーダンス補償回路とを備え、

前記中心周波数において、前記接続点から前記インピーダンス補償回路を見たインピーダンスの虚部は、前記接続点から前記第二伝送線路を見たインピーダンスの虚部と反対の極性を有し、

前記接続点から前記インピーダンス補償回路を見た反射係数は、前記接続点から前記第二伝送線路を見た反射係数よりも大きい

高周波増幅器。

【請求項2】

所定の周波数帯の第一信号及び第二信号を増幅して出力端子から信号を出力する高周波

増幅器であって、

前記第一信号を増幅するキャリアアンプと、

前記第二信号を増幅するピークアンプと、

前記キャリアアンプの出力端子と前記ピークアンプの出力端子との間に接続された前記
所定の周波数帯の中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する第一伝送線路と、

前記第一伝送線路の一端と前記高周波増幅器の出力端子との間に接続された前記中心周
波数の $1/4$ 波長の電気長を有する第二伝送線路と、

前記第一伝送線路と前記第二伝送線路との接続点に一端が接続されたインピーダンス補
償回路とを備え、

前記中心周波数において、前記接続点から前記インピーダンス補償回路を見たインピー
ダンスの虚部は、前記接続点から前記第二伝送線路を見たインピーダンスの虚部と反対の
極性を有し、

前記インピーダンス補償回路は、前記所定の周波数帯のいずれかの周波数の $1/2$ 波長
の電気長を有する、他端が開放されたオープンスタブであり、

前記オープンスタブの特性アドミッタンスは、前記第一伝送線路の両端のうち、前記接
続点と反対側の一端から前記第一伝送線路を見た反射係数を Γ とし、 a 及び b を係数とし
た場合に、 $(a \times \Gamma + b)$ 以下であり、

前記 a 及び前記 b は、前記キャリアアンプの出力電力を $C A$ とし、前記ピークアンプの
出力電力を $P A$ とした場合に、 $P A / C A$ の一次式で表される

高周波増幅器。

【請求項 3】

所定の周波数帯の第一信号及び第二信号を増幅して出力端子から信号を出力する高周波
増幅器であって、

前記第一信号を増幅するキャリアアンプと、

前記第二信号を増幅するピークアンプと、

前記キャリアアンプの出力端子と前記ピークアンプの出力端子との間に接続された前記
所定の周波数帯の中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する第一伝送線路と、

前記第一伝送線路の一端と前記高周波増幅器の出力端子との間に接続された前記中心周
波数の $1/4$ 波長の電気長を有する第二伝送線路と、

前記第一伝送線路と前記第二伝送線路との接続点に一端が接続されたインピーダンス補
償回路とを備え、

前記中心周波数において、前記接続点から前記インピーダンス補償回路を見たインピー
ダンスの虚部は、前記接続点から前記第二伝送線路を見たインピーダンスの虚部と反対の
極性を有し、

前記インピーダンス補償回路は、前記所定の周波数帯のいずれかの周波数の $1/4$ 波長
の電気長を有する、他端が接地されたショートスタブであり、

前記ショートスタブの特性アドミッタンスは、前記第一伝送線路の両端のうち、前記接
続点と反対側の一端から前記第一伝送線路を見た反射係数を Γ とし、 a 及び b を係数とし
た場合に、 $(a \times \Gamma + b)$ 以下であり、

前記 a 及び前記 b は、前記キャリアアンプの出力電力を $C A$ とし、前記ピークアンプの
出力電力を $P A$ とした場合に、 $P A / C A$ の一次式で表される

高周波増幅器。

【請求項 4】

前記インピーダンス補償回路は、インダクタ及びキャパシタの少なくとも一つと分布定
数回路として機能する伝送線路との直列接続回路を含む

請求項 1 記載の高周波増幅器。

【請求項 5】

前記直列接続回路は、前記インピーダンス補償回路の他端に接続された伝送線路を含み

、前記インピーダンス補償回路の他端は、開放されている

10

20

30

40

50

請求項 4 記載の高周波増幅器。

【請求項 6】

前記インピーダンス補償回路は、インダクタ、キャパシタ、及び、分布定数回路として機能する伝送線路の少なくとも二つの並列接続回路を含む

請求項 1 記載の高周波増幅器。

【請求項 7】

さらに、前記インピーダンス補償回路にバイアス電圧を印加するバイアス供給回路を備える

請求項 1 記載の高周波増幅器。

【請求項 8】

前記インピーダンス補償回路の他端は、開放され、

前記バイアス供給回路は、インダクタを有し、前記インダクタを介して前記インピーダンス補償回路に前記バイアス電圧を印加する

請求項 7 記載の高周波増幅器。

【請求項 9】

前記インピーダンス補償回路の他端には、前記他端を接地するキャパシタが接続され、

前記バイアス供給回路は、インダクタを有し、前記インダクタを介して前記インピーダンス補償回路に前記バイアス電圧を印加する

請求項 7 記載の高周波増幅器。

【請求項 10】

前記インピーダンス補償回路の他端には、前記他端を接地するキャパシタが接続され、

前記バイアス供給回路は、前記インピーダンス補償回路の他端に、前記バイアス電圧を印加する

請求項 7 記載の高周波増幅器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高周波増幅器に関し、特に、ドハティ増幅器に代表される高周波増幅器に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信等に用いられる高効率な高周波増幅器として、A B 級動作又は B 級動作をするキャリアアンプと、C 級動作をするピークアンプとを組み合わせる構成されるドハティ増幅器が用いられる。ドハティ増幅器では、出力電力が低い動作領域では、キャリアアンプだけが動作し、出力電力が高い動作領域では、キャリアアンプとピークアンプの両方が動作し、キャリアアンプ及びピークアンプの出力信号が合成される。

【0003】

出力信号の合成のために、ドハティ増幅器では、キャリアアンプの出力端子とピークアンプの出力端子との間に、通信周波数帯における中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する第一伝送線路が接続され、第一伝送線路とピークアンプとの接続点と、ドハティ増幅器の出力端子との間に、通信周波数帯における中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する第二伝送線路が接続される。

【0004】

ここで、キャリアアンプの出力端子から負荷側を見たインピーダンス（以下、ある点から負荷側を見たインピーダンスを「負荷インピーダンス」ともいう）は、通信周波数帯における中心周波数では、実部だけをもつ。ところが、通信周波数帯における中心周波数以外の周波数では、第一伝送線路及び第二伝送線路の位相特性によって、中心周波数より低い周波数では、キャリアアンプの負荷インピーダンスの虚部が正となり、中心周波数より高い周波数では、キャリアアンプの負荷インピーダンスの虚部が負となる。このような負荷インピーダンスの虚部の広がり、ドハティ増幅器の周波数特性を悪化させ、ドハティ

10

20

30

40

50

増幅器の広帯域化を妨げる原因となっている。

【0005】

そこで、従来、ドハティ増幅器の広帯域化を図るために、様々な技術が提案されている（例えば、特許文献1、2参照）。

【0006】

特許文献1の技術では、第一伝送線路と第二伝送線路との接続点と、ピークアンプの出力端子との間に、通信周波数帯における中心周波数の1/2波長の電気長を有する第三伝送線路が接続される。これにより、ピークアンプが動作しないドハティ増幅器の出力電力が低い動作領域においては、第三伝送線路の周波数特性により、キャリアアンプの負荷インピーダンスの周波数特性が補償され、これにより、ドハティ増幅器の広帯域化が図られる。

10

【0007】

また、特許文献2の技術では、第一伝送線路と第二伝送線路との接続点と、ピークアンプの出力端子との間に、通信周波数帯における中心周波数の1/2波長の電気長を有する第三伝送線路を構成する、直列に接続された第四伝送線路及び第五伝送線路が接続される。第四伝送線路及び第五伝送線路のうち、ピークアンプに近い第五伝送線路の特性インピーダンスを第四伝送線路の特性インピーダンスよりも低くしておくことで、ピークアンプの負荷インピーダンスの周波数特性が補償され、これにより、ドハティ増幅器の広帯域化が図られる。

【先行技術文献】

20

【特許文献】

【0008】

【特許文献1】特開2014-197755号公報

【特許文献2】国際公開第2016/098223号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

しかしながら、特許文献1及び2の技術では、キャリアアンプとピークアンプの両方が動作するドハティ増幅器の出力電力が高い動作領域においては、キャリアアンプの出力信号が第三伝送線路に流れなくなるために、キャリアアンプの負荷インピーダンスの周波数特性が補償されなくなる。そのために、このような出力電力が高い動作領域においては、依然として、ドハティ増幅器の広帯域化が妨げられる。つまり、特許文献1及び2の技術では、ドハティ増幅器の広帯域化が十分ではないという問題がある。

30

【0010】

そこで、本発明は、従来よりも広帯域化を可能にする高周波増幅器を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

上記目的を達成するために、本発明の一形態に係る高周波増幅器は、所定の周波数帯の第一信号及び第二信号を増幅して出力端子から信号を出力する高周波増幅器であって、前記第一信号を増幅するキャリアアンプと、前記第二信号を増幅するピークアンプと、前記キャリアアンプの出力端子と前記ピークアンプの出力端子との間に接続された前記所定の周波数帯の中心周波数の1/4波長の電気長を有する第一伝送線路と、前記第一伝送線路の一端と前記高周波増幅器の出力端子との間に接続された前記中心周波数の1/4波長の電気長を有する第二伝送線路と、前記第一伝送線路と前記第二伝送線路との接続点に一端が接続されたインピーダンス補償回路とを備え、前記中心周波数において、前記接続点から前記インピーダンス補償回路を見たインピーダンスの虚部は、前記接続点から前記第二伝送線路を見たインピーダンスの虚部と反対の極性を有し、前記接続点から前記インピーダンス補償回路を見た反射係数は、前記接続点から前記第二伝送線路を見た反射係数よりも大きい。

40

50

【発明の効果】

【0012】

本発明により、従来よりも広帯域化を可能にする高周波増幅器が提供される。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】図1は、実施の形態に係る高周波増幅器の等価回路図である。

【図2】図2は、実施の形態に係る高周波増幅器が備えるインピーダンス補償回路の反射係数と通過損失との関係を示す図である。

【図3】図3は、実施例1に係る高周波増幅器の等価回路図である。

【図4】図4は、実施例1に係るオープンスタブの電気長を所定の周波数帯の中心周波数に対して1/2波長とした場合のキャリアアンプの負荷インピーダンス等の例を示す図である。

10

【図5】図5は、実施例1に係るオープンスタブの電気長を所定の周波数帯の中心周波数に対する1/2波長よりも10°の位相だけ長くした場合のキャリアアンプの負荷インピーダンスの実部の例を示す図である。

【図6】図6は、実施例1に係るオープンスタブの電気長を所定の周波数帯の中心周波数に対する1/2波長よりも10°の位相だけ短くした場合のキャリアアンプの負荷インピーダンスの実部の例を示す図である。

【図7】図7は、実施例1に係るインピーダンス補償回路の特性インピーダンスをパラメータとして振ったときの特定の周波数でのインピーダンス補償回路のインピーダンスを示す図である。

20

【図8】図8は、実施例1に係るインピーダンス補償回路の特性アドミッタンスと通過帯域幅との関係を説明する図である。

【図9】図9は、実施例1に係るインピーダンス補償回路の特性アドミッタンスと通過帯域幅との関係が、キャリアアンプの出力端子での反射係数に依存して、どのように変化するかを示す図である。

【図10】図10は、実施例1に係るインピーダンス補償回路が有効に補償機能を発揮するのに必要な特性アドミッタンスの範囲を示す図である。

【図11】図11は、図10に示される近似直線の係数a及び係数bが出力電力比PA/CAに依存して定まることを説明するための図である。

30

【図12】図12は、実施例2に係る高周波増幅器の等価回路図である。

【図13】図13は、実施例2に係るインピーダンス補償回路の特性インピーダンスをパラメータとして振ったときの特定の周波数でのインピーダンス補償回路のインピーダンスを示す図である。

【図14】図14は、実施例3に係るインピーダンス補償回路の構成例のうち、分布定数回路と集中定数回路との直列接続回路で構成される例を示す回路図である。

【図15】図15は、実施例3に係るインピーダンス補償回路の構成例のうち、並列接続回路で構成される例を示す回路図である。

【図16】図16は、実施例4に係る高周波増幅器の等価回路図である。

【図17】図17は、実施例4に係るバイアス供給回路によるインピーダンス補償回路へのバイアス電圧の供給形態の各種例を示す図である。

40

【図18】図18は、いわゆる逆ドハティ増幅器に適用した高周波増幅器の等価回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0014】

以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて詳細に説明する。なお、以下で説明する実施の形態は、いずれも本発明の一具体例を示すものである。以下の実施の形態で示される周波数、インピーダンス、特性インピーダンス、回路部品の個数等の数値、回路部品の材料等は、一例であり、本発明を限定する主旨ではない。また、以下の実施の形態における構成要素のうち、本発明の最上位概念を示す独立請求項に記載されていない構成要

50

素については、任意の構成要素として説明される。また、各図は、必ずしも厳密に図示したのではない。各図において、実質的に同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略又は簡略化する場合がある。

【 0 0 1 5 】

(実施の形態)

図 1 は、実施の形態に係る高周波増幅器 1 0 の等価回路図である。なお、本図では、高周波増幅器 1 0 の出力端子 O U T に接続された負荷抵抗 R (例えば、5 0)も併せて図示されている。また、図中の屈曲した矢印とその近くに記された符号 Z_i (i は、c、x、a、d 又は p) は、その箇所から矢印の方向に見たときのインピーダンスを示す。また、部品中に記された符号 Z_{oi} (i は、1、2 又は a) は、その部品の特性インピーダンスを示す。

10

【 0 0 1 6 】

高周波増幅器 1 0 は、所定の周波数帯の第一信号及び第二信号を増幅して出力端子 O U T から信号を出力するドハティ増幅器であって、キャリアアンプ C A、ピークアンプ P A、第一伝送線路 L 1、第二伝送線路 L 2、及び、インピーダンス補償回路 1 2 を備える。なお、本図では、高周波増幅器 1 0 に入力された信号を第一信号及び第二信号に分配する分配器、及び、その分配器とピークアンプ P A の入力端子との間に挿入される所定の周波数帯の中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する伝送線路等の図示が省略されている。また、所定の周波数帯は、通信に用いられる周波数帯であり、例えば、無線通信に用いられる 3 T H z 以下の周波数帯である。

20

【 0 0 1 7 】

キャリアアンプ C A は、第一信号を増幅するアンプであり、A B 級動作又は B 級動作をする。キャリアアンプ C A は、高周波増幅器 1 0 の出力電力の全ての動作領域で、動作する。

【 0 0 1 8 】

ピークアンプ P A は、第二信号を増幅するアンプであり、C 級動作をする。ピークアンプ P A は、高周波増幅器 1 0 の出力電力の高い動作領域で、動作する。具体的には、ピークアンプ P A は、キャリアアンプ C A が飽和動作に入る前から動作し始め、その状態よりも高周波増幅器 1 0 の出力電力が高い動作領域で動作する。なお、ピークアンプ P A は、ピークアンプ P A が動作しない高周波増幅器 1 0 の出力電力が低い動作領域においては、ピークアンプ P A 側のインピーダンス(つまり、接続点 X からピークアンプ P A を見たインピーダンス)が開放となるように、設計されている。

30

【 0 0 1 9 】

なお、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A のそれぞれには、増幅器だけでなく、増幅器の出力インピーダンスを所定値(例えば、5 0)に合わせるための出力整合回路も含まれている。つまり、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A は、出力インピーダンスが所定値(例えば、5 0)で最大出力が得られるように設計されている。また、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A を構成する増幅器は、具体的には、G a N、G a A s、S i G e、S i 等からなる F E T 又は B J T 等の高周波増幅をするデバイスで構成される。また、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A には、伝送線路等の分布定数回路、並びに、コンデンサ及びインダクタ等の集中定数回路が含まれてもよい。

40

【 0 0 2 0 】

第一伝送線路 L 1 は、キャリアアンプ C A の出力端子とピークアンプ P A の出力端子との間に接続され、所定の周波数帯の中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する伝送線路である。第一伝送線路 L 1 の特性インピーダンス Z_{o1} は、キャリアアンプ C A の出力インピーダンスに整合した所定値(例えば、5 0)である。

【 0 0 2 1 】

第二伝送線路 L 2 は、第一伝送線路 L 1 の一端(接続点 X)と高周波増幅器 1 0 出力端子 O U T との間に接続され、所定の周波数帯の中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する伝送線路である。第二伝送線路 L 2 の特性インピーダンス Z_{o2} は、第一伝送線路 L 1 と

50

第二伝送線路 L 2 との接続点 X でのインピーダンス（例えば、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A の出力インピーダンス（50）の並列接続による 25）を負荷抵抗 R（例えば、50）に変換する値（例えば、 35.36 （ $= (25 \times 50)$ の平方根））である。

【0022】

インピーダンス補償回路 12 は、第一伝送線路 L 1 と第二伝送線路 L 2 との接続点 X に一端が接続され、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A の負荷インピーダンスの周波数特性を補償する回路である。インピーダンス補償回路 12 は、第一の特徴として、所定の周波数帯の中心周波数において、接続点 X からインピーダンス補償回路 12 を見たインピーダンス Z_a の虚部が、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たインピーダンス Z_d の虚部と反対の極性となるようなインピーダンスを有する。また、インピーダンス補償回路 12 は、第二の特徴として、接続点 X からインピーダンス補償回路 12 を見た反射係数が、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見た反射係数よりも大きくなるように、その特性インピーダンス $Z_o a$ が設定されている。なお、インピーダンス補償回路 12 は、伝送線路等の分布定数回路であってもよいし、コンデンサ及びインダクタ等の集中定数回路であってもよいし、分布定数回路と集中定数回路とが混在した回路であってもよい。具体的な回路構成は、実施例 1 ~ 3 として後述する。

10

【0023】

なお、高周波増幅器 10 で用いられる伝送線路は、例えば、マイクロストリップラインであり、半導体系、セラミック系又は樹脂系等の一般的な高周波回路に用いられる基板材料と、電気的特性に優れた Cu 等の材料からなる高周波信号を伝送する伝送ラインとで構成される。

20

【0024】

以上のように構成された本実施の形態に係る高周波増幅器 10 の動作は、次の通りである。

【0025】

(1) ピークアンプ P A が動作しない高周波増幅器 10 の出力電力が低い動作領域

ピークアンプ P A が動作しない高周波増幅器 10 の出力電力が低い動作領域では、上述したように、ピークアンプ P A 側のインピーダンスは、開放となる。よって、キャリアアンプ C A 側（第一伝送線路 L 1 の両端子のうちキャリアアンプ C A と接続されていない側の端子）から接続点 X を見たインピーダンス Z_x は、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たインピーダンス Z_d と接続点 X からインピーダンス補償回路 12 を見たインピーダンス Z_a との並列インピーダンスとなる（以下、インピーダンス Z_x を「合成インピーダンス Z_x 」ともいう）。よって、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たアドミッタンスを Y_d （ $= 1 / Z_d$ ）とし、接続点 X からインピーダンス補償回路 12 を見たアドミッタンスを Y_a （ $= 1 / Z_a$ ）とすると、合成インピーダンス Z_x は、次の式 1 で表される。

30

【0026】

$$Z_x = 1 / (Y_d + Y_a) \quad (\text{式 1})$$

【0027】

ここで、上述したインピーダンス補償回路 12 の第一の特徴より、所定の周波数帯の中心周波数において、インピーダンス Z_a の虚部は、インピーダンス Z_d の虚部と反対の極性である。よって、アドミッタンス Y_d の虚部とアドミッタンス Y_a の虚部とは、反対の極性となる。その結果、式 1 の右辺の分母（ $Y_d + Y_a$ ）の虚部は、インピーダンス補償回路 12 が設けられていない場合（この場合は、 Y_d ）に比べ、より小さな値となる。つまり、式 1 で表される合成インピーダンス Z_x の虚部は、インピーダンス補償回路 12 が設けられていない場合に比べ、より小さな値となり、高周波増幅器 10 の広帯域化が可能となる。このように、インピーダンス補償回路 12 によって、キャリアアンプ C A の負荷インピーダンスの周波数特性が補償される。

40

【0028】

(2) キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A が動作する高周波増幅器 10 の出力電力

50

が高い動作領域

キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A が動作する高周波増幅器 1 0 の出力電力が高い動作領域では、ピークアンプ P A の負荷インピーダンス Z_p は、インピーダンス Z_d とインピーダンス Z_a との並列インピーダンスとなり、次の式 2 で表される。

【 0 0 2 9 】

$$Z_p = 1 / (Y_d + Y_a) \quad (\text{式 2})$$

【 0 0 3 0 】

よって、上記 (1) ピークアンプ P A が動作しない高周波増幅器 1 0 の出力電力が低い動作領域の場合と同様に、インピーダンス補償回路 1 2 の第一の特徴より、アドミッタンス Y_d の虚部とアドミッタンス Y_a の虚部とは反対の極性となり、式 2 の右辺の分母 ($Y_d + Y_a$) の虚部は、インピーダンス補償回路 1 2 が設けられていない場合 (この場合は、 Y_d) に比べ、より小さな値となる。その結果、式 2 で表される負荷インピーダンス Z_p の虚部は、インピーダンス補償回路 1 2 が設けられていない場合に比べ、より小さな値となり、高周波増幅器 1 0 の広帯域化が可能となる。このように、インピーダンス補償回路 1 2 によって、ピークアンプ P A の負荷インピーダンス Z_p の周波数特性が補償される。

【 0 0 3 1 】

なお、この出力電力が高い動作領域では、キャリアアンプ C A からの出力信号は、ピークアンプ P A に流れないので、合成インピーダンス Z_x は、上記式 1 と同じ結果となる。よって、インピーダンス補償回路 1 2 によって、キャリアアンプ C A に対しても負荷インピーダンスの周波数特性が補償される。

【 0 0 3 2 】

以上のように、本実施の形態に係る高周波増幅器 1 0 は、所定の周波数帯の第一信号及び第二信号を増幅して出力端子 O U T から信号を出力するドハティ増幅器であって、第一信号を増幅するキャリアアンプ C A と、第二信号を増幅するピークアンプ P A と、キャリアアンプ C A の出力端子とピークアンプ P A の出力端子との間に接続された周波数帯の中心周波数の $1 / 4$ 波長の電気長を有する第一伝送線路 L 1 と、第一伝送線路 L 1 の一端と出力端子 O U T との間に接続された中心周波数の $1 / 4$ 波長の電気長を有する第二伝送線路 L 2 と、第一伝送線路 L 1 と第二伝送線路 L 2 との接続点 X に一端が接続されたインピーダンス補償回路 1 2 とを備え、中心周波数において、接続点 X からインピーダンス補償回路 1 2 を見たインピーダンスの虚部は、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たインピーダンスの虚部と反対の極性を有する。

【 0 0 3 3 】

これにより、ピークアンプ P A が動作しない高周波増幅器 1 0 の出力電力が低い動作領域だけでなく、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A が動作する高周波増幅器 1 0 の出力電力が高い動作領域においても、キャリアアンプ C A 及びピークアンプ P A の負荷インピーダンスの周波数特性が補償され、高周波増幅器 1 0 の広帯域化が可能になる。

【 0 0 3 4 】

次に、実施の形態に係る高周波増幅器 1 0 が備えるインピーダンス補償回路 1 2 の反射係数と通過損失との関係を説明する。

【 0 0 3 5 】

図 2 は、実施の形態に係る高周波増幅器 1 0 が備えるインピーダンス補償回路 1 2 の反射係数と通過損失との関係を示す図である。横軸は、接続点 X からインピーダンス補償回路 1 2 を見た反射係数 a を示す。ここで、反射係数 a は、第二伝送線路 L 2 の特性インピーダンス Z_{o2} で正規化された値 ($= (Z_{oa} - Z_{o2}) / (Z_{oa} + Z_{o2})$) である。横軸の反射係数 a については、インピーダンス補償回路 1 2 の特性インピーダンス Z_{oa} を第二伝送線路 L 2 の特性インピーダンス Z_{o2} と同じ値からスミスチャートの実軸上をオープンまで変化させることで、0 . 0 から 1 . 0 まで振っている。縦軸は、インピーダンス補償回路 1 2 の反射係数 a に起因する通過損失 (d B) を示し、下方ほど、大きな通過損失を示す。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 6 】

なお、図中の d は、接続点 X から第二伝送線路 L_2 を見た反射係数であり、第二伝送線路 L_2 の特性インピーダンス Z_{o2} で正規化された値であるので、所定の周波数帯の中心周波数では、ゼロである。よって、反射係数 a が 0.0 である場合には、 $a = d$ が成り立ち、反射係数 a が 0.0 よりも大きい場合には、 $a > d$ が成り立ち、さらに反射係数 a が 1.0 に近づくと、 $a \gg d$ が成り立つ。

【 0 0 3 7 】

図 2 のグラフから分かるように、反射係数 a が 0.0 から 1.0 に近づくに従って、通過損失は、減少する。つまり、 $a = d$ が成り立つ場合に比べ、 $a > d$ が成り立つ領域、さらには、 $a \gg d$ が成り立つ領域において、通過損失が小さくなる。

10

【 0 0 3 8 】

このことから、本実施の形態に係る高周波増幅器 10 では、インピーダンス補償回路 12 は、第二の特徴として、接続点 X からインピーダンス補償回路 12 を見た反射係数 a が、接続点 X から第二伝送線路 L_2 を見た反射係数 d よりも大きくなるように、その特性インピーダンス Z_{oa} が設定（例えば、 $Z_{oa} = Z_{o2}$ ）されている。これにより、インピーダンス補償回路 12 の反射係数 a に起因する通過損失は、反射係数 $a =$ 反射係数 d が成り立つ場合に比べ、抑制される。

【 0 0 3 9 】

（実施例 1）

次に、本実施の形態に係る高周波増幅器 10 が備えるインピーダンス補償回路 12 の具体例の一つとして、インピーダンス補償回路 12 がオープンスタブである場合について、実施例 1 として、説明する。

20

【 0 0 4 0 】

図 3 は、実施例 1 に係る高周波増幅器 10 a の等価回路図である。

【 0 0 4 1 】

インピーダンス補償回路 12 a は、一端が接続点 X に接続され、他端が開放された、所定の周波数帯のいずれかの周波数（ここでは、中心周波数とする）の $1/2$ 波長の電気長を有するオープンスタブである。このことから、所定の周波数帯におけるインピーダンス補償回路 12 a のインピーダンス Z_a は、周波数が 0 Hz である DC において開放となり、周波数が高くなるにつれて位相が減少する方向（スミスチャートにおける時計回り）に位相が回転し、中心周波数で再び開放となる。つまり、インピーダンス補償回路 12 a のインピーダンス Z_a は、中心周波数より低い周波数では虚部が正となり、中心周波数より高い周波数では虚部が負となる。

30

【 0 0 4 2 】

一方、接続点 X から第二伝送線路 L_2 を見たインピーダンス Z_d は、第二伝送線路 L_2 が所定の周波数帯の中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する伝送線路であることから、中心周波数より低い周波数では虚部が負となり、中心周波数より高い周波数では虚部が正となる。

【 0 0 4 3 】

よって、接続点 X から第二伝送線路 L_2 を見たアドミッタンスを $Y_d (= 1/Z_d)$ とし、接続点 X からインピーダンス補償回路 12 a を見たアドミッタンスを $Y_a (= 1/Z_a)$ とすると、アドミッタンス Y_d の虚部とアドミッタンス Y_a の虚部とは、反対の極性となる。その結果、式 1 及び式 2 の右辺の分母 ($Y_d + Y_a$) の虚部は、インピーダンス補償回路 12 a が設けられていない場合（この場合は、 Y_d ）に比べ、より小さな値となる。つまり、式 1 で表される合成インピーダンス Z_x 、及び、式 2 で表される負荷インピーダンス Z_p の虚部はより小さな値となり、高周波増幅器 10 a の広帯域化が可能となる。

40

【 0 0 4 4 】

このように、実施例 1 に係る高周波増幅器 10 a のインピーダンス補償回路 12 a は、所定の周波数帯のいずれかの周波数の $1/2$ 波長の電気長を有する、他端が開放されたオ

50

オープンスタブである。これにより、簡単な回路素子で、高周波増幅器 10 a の広帯域化を可能にするインピーダンス補償回路 12 a が実現される。

【0045】

なお、インピーダンス補償回路 12 a を構成するオープンスタブは、所定の周波数帯の中心周波数に対して $1/2$ 波長の電気長である必要はない。所定の周波数帯の重要となるいずれかの周波数に対して $1/2$ 波長の電気長であればよい。また、中心周波数に対する $1/2$ 波長よりも長くすることで、中心周波数よりも低い周波数において広帯域化を可能し、逆に、中心周波数に対する $1/2$ 波長よりも短くすることで、中心周波数よりも高い周波数において広帯域化を可能にできる。

【0046】

図4は、実施例1に係るオープンスタブの電気長を所定の周波数帯の中心周波数に対して $1/2$ 波長とした場合のキャリアアンプ CA の負荷インピーダンス Z_c 等の例を示す図である。より詳しくは、インピーダンス補償回路 12 a を構成するオープンスタブの電気長を、所定の周波数帯の中心周波数（ここでは、 1.0GHz ）に対して $1/2$ 波長とした場合における、ピークアンプ PA が非動作であるときのキャリアアンプ CA の負荷インピーダンス Z_c の実部（図4の（a））と、第二伝送線路 L2 のインピーダンス Z_d の虚部（図4の（b））と、インピーダンス補償回路 12 a のインピーダンス Z_a の虚部（図4の（c））の例が示されている。図4の（b）及び（c）から分かるように、第二伝送線路 L2 のインピーダンス Z_d の虚部と、インピーダンス補償回路 12 a のインピーダンス Z_a の虚部とは、反対極性になっている。その結果、図4の（a）から分かるように、キャリアアンプ CA の負荷インピーダンス Z_c の実部は、中心周波数（ここでは、 1.0GHz ）を中心として、高い周波数側、及び、低い周波数側に対して、略等しい周波数幅で平坦となっており、高周波増幅器 10 a が広帯域化されていることが分かる。

【0047】

図5は、実施例1に係るオープンスタブの電気長を所定の周波数帯の中心周波数に対する $1/2$ 波長よりも 10° の位相だけ長くした場合のキャリアアンプ CA の負荷インピーダンス Z_c の実部の例を示す図である。より詳しくは、インピーダンス補償回路 12 a を構成するオープンスタブの電気長が、所定の周波数帯の中心周波数（ここでは、 1.0GHz ）に対する $1/2$ 波長よりも 10° の位相だけ長い場合で、ピークアンプ PA が非動作であるときのキャリアアンプ CA の負荷インピーダンス Z_c の実部の例が示されている。図4の（a）に比べ、中心周波数よりも低域側において、負荷インピーダンス Z_c の実部が持ち上がっており、広帯域化が図られている。

【0048】

図6は、実施例1に係るオープンスタブの電気長を所定の周波数帯の中心周波数に対する $1/2$ 波長よりも 10° の位相だけ短くした場合のキャリアアンプ CA の負荷インピーダンス Z_c の実部の例を示す図である。より詳しくは、インピーダンス補償回路 12 a を構成するオープンスタブの電気長が、所定の周波数帯の中心周波数（ここでは、 1.0GHz ）に対する $1/2$ 波長よりも 10° の位相だけ短い場合で、ピークアンプ PA が非動作であるときのキャリアアンプ CA の負荷インピーダンス Z_c の実部の例が示されている。図4の（a）に比べ、中心周波数よりも高域側において、負荷インピーダンス Z_c の実部が持ち上がっており、広帯域化が図られている。

【0049】

なお、ドハティ増幅器では、使用されるデバイスのインピーダンス特性や効率特性により、ピークアンプ PA とキャリアアンプ CA の最大出力時の出力電力比を $1:1$ とした対称動作だけではなく、 $0.75:1 \sim 1.75:1$ とした非対称動作となる様な調整がなされる場合がある。さらには、キャリアアンプ CA およびピークアンプ PA の出力インピーダンスは、 50Ω 以外のインピーダンスが選択される場合もある。よって、接続点 X から第二伝送線路 L2 を見たインピーダンス Z_d はドハティ増幅器を設計する上で常に固定の値を取るわけではない。

【0050】

10

20

30

40

50

この様な状況に対応するために、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たインピーダンス Z_d を、キャリアアンプ C A とピークアンプ P A との合成インピーダンス Z_x に一致させるために、第二伝送線路 L 2 の特性インピーダンス $Z_o 2$ の調整が行われる。このとき、インピーダンス Z_d の虚部の周波数特性は、インピーダンス変換としての第二伝送線路 L 2 の特性インピーダンス $Z_o 2$ に依存するので、インピーダンス補償回路 1 2 a の虚部の補償量は、第二伝送線路 L 2 の特性インピーダンス $Z_o 2$ に応じた値であることが望ましい。

【 0 0 5 1 】

図 7 は、実施例 1 に係るインピーダンス補償回路 1 2 a の特性インピーダンス $Z_o a$ をパラメータとして振ったときの特定の周波数でのインピーダンス補償回路 1 2 a のインピーダンス Z_a を示す図である。より詳しくは、インピーダンス補償回路 1 2 a が 1 GHz に対して 1 / 2 波長となる電気長を有する伝送線路の一端を開放したオープンスタブである場合に、インピーダンス補償回路 1 2 a の特性インピーダンス $Z_o a$ をパラメータとして振ったときの、50 で正規化された 850 MHz と 1150 MHz でのインピーダンス補償回路 1 2 a のインピーダンス Z_a が示されている。

10

【 0 0 5 2 】

図 7 から分かるように、インピーダンス補償回路 1 2 a の特性インピーダンス $Z_o a$ を変更することで、インピーダンス補償回路 1 2 a のインピーダンス Z_a の虚部の補償量を調整することができる。インピーダンス補償回路 1 2 a の特性インピーダンス $Z_o a$ のとりうる最適値は、高周波増幅器 1 0 a の周波数特性として許容される負荷の反射係数（より詳しくは、キャリアアンプ C A の出力端子から第一伝送線路 L 1 を見た反射係数 c ）の領域に応じて決めることができる。

20

【 0 0 5 3 】

以下では、インピーダンス補償回路 1 2 a がオープンスタブである本実施例における、インピーダンス補償回路 1 2 a の特性インピーダンス $Z_o a$ の具体的な決め方を説明する。

【 0 0 5 4 】

図 8 は、実施例 1 に係るインピーダンス補償回路 1 2 a の特性アドミッタンス $Y_o a$ ($= 1 / Z_o a$) と通過帯域幅との関係を説明する図である。より詳しくは、図 8 の (a) は、インピーダンス補償回路 1 2 a の特性アドミッタンス $Y_o a$ と通過帯域幅との関係を示す図である。ここで、通過帯域幅とは、キャリアアンプ C A の通過特性において所定値（例えば、中心周波数での通過特性から規定値だけ劣化した値）よりも減衰させないで通過させる周波数幅である。図 8 の (b) は、図 8 の (a) における各点（A：補償無し、B：補償最適、C：補償限界、D：補償過多）におけるインピーダンス補償回路 1 2 a のインピーダンス Z_a 、及び、インピーダンス Z_a とインピーダンス Z_d との合成インピーダンス Z_x の値の例を示す図である。

30

【 0 0 5 5 】

図 8 の (a) における点 A（補償無し）は、インピーダンス補償回路 1 2 a が設けられていない状態である。この状態では、合成インピーダンス Z_x は、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たインピーダンス Z_d と一致するので、図 8 の (b) に示されるように、虚部（ここでは、プラス符号の虚部）を有する。その結果、図 8 の (a) に示されるように、通過帯域幅は、点 B（補償最適）における値に比べて、小さい値（つまり、狭帯域）となる。

40

【 0 0 5 6 】

図 8 の (b) における点 B（補償最適）は、インピーダンス補償回路 1 2 a が設けられ、接続点 X からインピーダンス補償回路 1 2 a を見たインピーダンス Z_a の虚部と接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たインピーダンス Z_d の虚部とが相殺し合っている状態である。つまり、インピーダンス補償回路 1 2 a が最適な補償機能を発揮している状態である。この状態では、合成インピーダンス Z_x は、図 8 の (b) に示されるように、実部だけを有する。その結果、図 8 の (a) に示されるように、通過帯域幅は、最大（つまり、広

50

帯域)となる。

【0057】

図8の(b)における点C(補償限界)は、インピーダンス補償回路12aが設けられ、接続点Xからインピーダンス補償回路12aを見たインピーダンス Z_a の虚部の量が接続点Xから第二伝送線路L2を見たインピーダンス Z_d の虚部の量を一定量だけ上回った状態である。つまり、インピーダンス補償回路12aが有効に補償機能を発揮できる限界となる状態である。この状態では、合成インピーダンス Z_x は、図8の(b)に示されるように、虚部(ここでは、マイナス符号の虚部)を有する。その結果、図8の(a)に示されるように、通過帯域幅は、点Aでの値と同一となる。

【0058】

図8の(b)における点D(補償過多)は、インピーダンス補償回路12aが設けられ、接続点Xからインピーダンス補償回路12aを見たインピーダンス Z_a の虚部の量が接続点Xから第二伝送線路L2を見たインピーダンス Z_d の虚部の量を大きく上回った状態である。この状態では、合成インピーダンス Z_x は、図8の(b)に示されるように、大きな虚部(ここでは、大きなマイナス符号の虚部)を有する。その結果、図8の(a)に示されるように、通過帯域幅は、点Aでの値よりも小さくなる。

【0059】

ところで、図8の(a)における点Aから点B、点C、点Dに順に変化させることは、接続点Xからインピーダンス補償回路12aを見たインピーダンス Z_a の虚部の量を大きくしていくことであり、インピーダンス補償回路12aがオープンスタブで構成される場合においては、インピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} を大きくしていくことに相当する(図8の(b)参照)。よって、図8の(a)に示されるように、インピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} を大きくしていくことで、通過帯域幅に関して、点Aから点B、点C、点Dの順に変化するといえる。

【0060】

これらのことから、インピーダンス補償回路12aが有効に補償機能を発揮するには、点A~点Cの範囲に収める必要があるために、インピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} は、点Cに相当する値よりも小さい値でなければならない、ことが分かる。

【0061】

ただし、図8の(a)に示されるインピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} と通過帯域幅との関係は、キャリアアンプCAの出力端子から第一伝送線路L1を見た反射係数 c に依存するという点を考慮する必要がある。

【0062】

図9は、実施例1に係るインピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} と通過帯域幅との関係が、キャリアアンプCAの出力端子での反射係数 c に依存して、どのように変化するかを示す図である。ここでは、反射係数 c として、3つの値(0.1、0.168、0.2)の場合が示されている。

【0063】

図9から、反射係数 c が大きくなる(つまり、許容する反射係数 c の範囲が大きくなる)に従って、点C(補償限界)に相当するインピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} は小さくなる、ことが分かる。

【0064】

図10は、実施例1に係るインピーダンス補償回路12aが有効に補償機能を発揮するのに必要な特性アドミタンス Y_{oa} の範囲を示す図である。つまり、ここでは、図9における反射係数 c ごとの点C(補償限界)を超えないインピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} の範囲が示されている。

【0065】

図10から、インピーダンス補償回路12aが有効に補償機能を発揮するためには、インピーダンス補償回路12aの特性アドミタンス Y_{oa} は、 a 及び b を係数とした場合

10

20

30

40

50

に、近似直線 ($a \times c + b$) 以下となる必要がある、ことが分かる。

【0066】

ここで、係数 a (つまり、近似直線の傾き)、係数 b (つまり、近似直線の切片) については、キャリアアンプ CA の出力電力を C_A とし、ピークアンプ PA の出力電力を P_A とした場合に、キャリアアンプ CA 及びピークアンプ PA の最大出力時の出力電力比 P_A / C_A に依存して定まる値である。以下、図 11 を用いて、その詳細を説明する。

【0067】

図 11 は、図 10 に示される近似直線の係数 a 及び係数 b が出力電力比 P_A / C_A に依存して定まることを説明するための図である。より詳しくは、図 11 の (a) は、出力電力比 P_A / C_A に依存して、反射係数 c と、インピーダンス補償回路 12a が有効に補償機能を発揮するのに必要な特性アドミッタンス Y_{oa} の範囲との関係がどのように変化するかを示す図である。ここでは、出力電力比 P_A / C_A として、3つの値 (1.75、1.25、0.75) の場合が示されている。本図に示されるデータから、反射係数 c と、インピーダンス補償回路 12a が有効に補償機能を発揮するのに必要な特性アドミッタンス Y_{oa} の上限値との関係について、図示されるように、近似直線を求めることで、3つの出力電力比 P_A / C_A のそれぞれについて、係数 a 及び係数 b の具体値 (a_1 、 a_2 、 a_3 、及び、 b_1 、 b_2 、 b_3) を算出する。

【0068】

また、図 11 の (b) は、図 11 の (a) における近似直線で求めた係数 a の具体値 (a_1 、 a_2 、 a_3) と出力電力比 P_A / C_A との関係を示す図である。本図に示されるデータから、近似直線を求めることで、係数 a と出力電力比 P_A / C_A との関係 (ここでは、係数 $a = 0.0382 \times (\text{出力電力比 } P_A / C_A) - 0.0822$) を算出する。

【0069】

また、図 11 の (c) は、図 11 の (a) における近似直線で求めた係数 b の具体値 (b_1 、 b_2 、 b_3) と出力電力比 P_A / C_A との関係を示す図である。本図に示されるデータから、近似直線を求めることで、係数 b と出力電力比 P_A / C_A との関係 (ここでは、係数 $b = 0.0346 \times (\text{出力電力比 } P_A / C_A) - 0.0033$) を算出する。

【0070】

このように、出力電力比 P_A / C_A を特定することで、図 10 の近似直線の係数 a 及び係数 b が定まり、係数 a 及び係数 b が定まることで、許容する反射係数 c からインピーダンス補償回路 12a が有効に補償機能を発揮するため特性アドミッタンス Y_{oa} を算出する式 ($a \times c + b$) が定まる。

【0071】

つまり、オープンスタブで構成されるインピーダンス補償回路 12a が有効に補償機能を発揮するには、オープンスタブの特性アドミッタンス Y_{oa} は、第一伝送線路 L_1 の両端のうち、接続点 X と反対側の一端から第一伝送線路 L_1 を見た反射係数を c とし、 a 及び b を係数とした場合に、($a \times c + b$) 以下であり、係数 a 及び係数 b は、キャリアアンプ CA の出力電力を C_A とし、ピークアンプ PA の出力電力を P_A とした場合に、出力電力比 P_A / C_A の一次式で表される。

【0072】

これにより、許容する反射係数 c 及び出力電力比 P_A / C_A を特定することで、オープンスタブで構成されるインピーダンス補償回路 12a が有効に補償機能を発揮するのに必要な特性アドミッタンス Y_{oa} を決定することができる。よって、これらの関係を用いることで、オープンスタブで構成されるインピーダンス補償回路 12a により、インピーダンス補償回路 12a がない状態に比べ、確実に広帯域化を実現できる。

【0073】

(実施例 2)

次に、本実施の形態に係る高周波増幅器 10 が備えるインピーダンス補償回路 12 の具体例の他の一つとして、インピーダンス補償回路 12 がショートスタブである場合について、実施例 2 として、説明する。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 4 】

図 1 2 は、実施例 2 に係る高周波増幅器 1 0 b の等価回路図である。

【 0 0 7 5 】

インピーダンス補償回路 1 2 b は、一端が接続点 X に接続され、他端が接地された、所定の周波数帯のいずれかの周波数（ここでは、中心周波数とする）の $1/4$ 波長の電気長を有するショートスタブである。このことから、所定の周波数帯におけるインピーダンス補償回路 1 2 b のインピーダンス Z_a は、周波数が 0 Hz である DC において短絡となり、周波数が高くなるにつれて位相が減少する方向（スミスチャートにおける時計回り）に位相が回転し、中心周波数で開放となる。つまり、インピーダンス補償回路 1 2 b のインピーダンス Z_a は、中心周波数より低い周波数では虚部が正となり、中心周波数より高い周波数では虚部が負となる。

10

【 0 0 7 6 】

一方、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たインピーダンス Z_d は、上述したように、第二伝送線路 L 2 が所定の周波数帯の中心周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する伝送線路であることから、中心周波数より低い周波数では虚部が負となり、中心周波数より高い周波数では虚部が正となる。

【 0 0 7 7 】

よって、接続点 X から第二伝送線路 L 2 を見たアドミッタンスを $Y_d (= 1/Z_d)$ とし、接続点 X からインピーダンス補償回路 1 2 b を見たアドミッタンスを $Y_a (= 1/Z_a)$ とすると、アドミッタンス Y_d の虚部とアドミッタンス Y_a の虚部とは、反対の極性となる。その結果、式 1 及び式 2 の右辺の分母 ($Y_d + Y_a$) の虚部は、インピーダンス補償回路 1 2 b が設けられていない場合（この場合は、 Y_d ）に比べ、より小さな値となる。つまり、式 1 で表される合成インピーダンス Z_x 、及び、式 2 で表される負荷インピーダンス Z_p の虚部はより小さな値となり、高周波増幅器 1 0 b の広帯域化が可能となる。

20

【 0 0 7 8 】

このように、実施例 2 に係る高周波増幅器 1 0 b のインピーダンス補償回路 1 2 b は、所定の周波数帯のいずれかの周波数の $1/4$ 波長の電気長を有する、他端が接地されたショートスタブである。これにより、簡単な回路素子で、高周波増幅器 1 0 b の広帯域化を可能にするインピーダンス補償回路 1 2 b が実現される。

30

【 0 0 7 9 】

なお、ショートスタブの接地端に高周波的に短絡された接地キャパシタを接続することで、直流電流をインピーダンス補償回路 1 2 b によってグラウンドに流してしまうことを防ぐことができる。ただし、その場合には、必要に応じて、接地キャパシタのインピーダンス成分を考慮する必要がある。

【 0 0 8 0 】

また、ショートスタブの電気長は、 $1/4$ 波長に限られず、一周以上の位相回転で中心周波数において開放となるショートスタブであればよい。その場合であっても、電気長が $1/4$ 波長のショートスタブの場合と同様に、合成インピーダンス Z_x の虚部を小さくできる。

40

【 0 0 8 1 】

さらに、インピーダンス補償回路 1 2 b を構成するショートスタブは、所定の周波数帯の中心周波数に対して $1/4$ 波長の電気長である必要はない。所定の周波数帯の重要となるいずれかの周波数に対して $1/4$ 波長の電気長であればよい。また、中心周波数に対する $1/4$ 波長よりも長くすることで、中心周波数よりも低い周波数において広帯域化を可能し、逆に、中心周波数に対する $1/4$ 波長よりも短くすることで、中心周波数よりも高い周波数において広帯域化を可能にできる。

【 0 0 8 2 】

図 1 3 は、実施例 2 に係るインピーダンス補償回路 1 2 b の特性インピーダンス $Z_{o a}$ をパラメータとして振ったときの特定の周波数でのインピーダンス補償回路 1 2 b のイン

50

ピーダンス Z_a を示す図である。より詳しくは、インピーダンス補償回路 12 b が 1 GHz に対して 1/4 波長となる電気長を有する伝送線路の一端を接地したショートスタブである場合に、インピーダンス補償回路 12 b の特性インピーダンス Z_{oa} をパラメータとして振ったときの、50 Ω で正規化された 850 MHz と 1150 MHz でのインピーダンス補償回路 12 b のインピーダンス Z_a が示されている。

【0083】

図 13 から分かるように、インピーダンス補償回路 12 b の特性インピーダンス Z_{oa} を変更することで、インピーダンス補償回路 12 b のインピーダンス Z_a の虚部の補償量を調整することができる。インピーダンス補償回路 12 b の特性インピーダンス Z_{oa} のとりうる最適値は、高周波増幅器 10 b の周波数特性として許容される負荷の反射係数 (より詳しくは、キャリアアンプ CA の出力端子から第一伝送線路 L1 を見た反射係数 c) の領域に応じて決めることができる。

10

【0084】

なお、インピーダンス補償回路 12 b がショートスタブである本実施例においても、インピーダンス補償回路 12 b の特性インピーダンス Z_{oa} の具体的な決め方は、基本的には、実施例 1 と同様である。

【0085】

つまり、ショートスタブで構成されるインピーダンス補償回路 12 b が有効に補償機能を発揮するには、ショートスタブの特性アドミッタンス Y_{oa} は、第一伝送線路 L1 の両端のうち、接続点 X と反対側の一端から第一伝送線路 L1 を見た反射係数を c とし、 a 及び b を係数とした場合に、 $(a \times c + b)$ 以下であり、係数 a 及び係数 b は、キャリアアンプ CA の出力電力を C_A とし、ピークアンプ PA の出力電力を P_A とした場合に、出力電力比 P_A / C_A の一次式で表される。

20

【0086】

これにより、許容する反射係数 c 及び出力電力比 P_A / C_A を特定することで、ショートスタブで構成されるインピーダンス補償回路 12 b が有効に補償機能を発揮するのに必要な特性アドミッタンス Y_{oa} を決定することができる。よって、これらの関係を用いることで、ショートスタブで構成されるインピーダンス補償回路 12 b により、インピーダンス補償回路 12 b がない状態に比べ、確実に広帯域化を実現できる。

【0087】

(実施例 3)

次に、本実施の形態に係る高周波増幅器 10 が備えるインピーダンス補償回路 12 の具体例の他の一つとして、インピーダンス補償回路 12 が集中定数回路を含む場合について、実施例 3 として、説明する。

30

【0088】

図 14 は、実施例 3 に係るインピーダンス補償回路 12 c の構成例のうち、分布定数回路 (つまり、伝送線路) と集中定数回路との直列接続回路で構成される例を示す回路図である。

【0089】

具体的には、図 14 の (a) ~ (c) に示されるインピーダンス補償回路 12 c は、分布定数回路として機能する伝送線路 120 と、キャパシタ 121 及びインダクタ 122 の少なくとも一つの集中定数回路との直列接続回路で構成される。これらのインピーダンス補償回路 12 c は、接続点 X と反対側の他端が接地され、全体として、上記実施例 2 のショートスタブと同様の機能を発揮できる。これらの図 14 の (a) ~ (c) に示されるインピーダンス補償回路 12 c によれば、集中定数回路を用いることで、伝送線路だけで構成する場合に比べ、インピーダンス補償回路 12 c を小型化できるメリットがある。なお、分布定数回路と集中定数回路との接続位置は、入れ替わってもよい。

40

【0090】

図 14 の (d) 及び (e) に示されるインピーダンス補償回路 12 c は、接続点 X に接続されたキャパシタ 121 及びインダクタ 122 の少なくとも一つと、分布定数回路とし

50

て機能する伝送線路 120 との直列接続回路で構成される。これらのインピーダンス補償回路 12c は、接続点 X と反対側の他端が開放され、全体として、上記実施例 1 のオープンスタブと同様の機能を発揮できる。これらの図 14 の (d) 及び (e) に示されるインピーダンス補償回路 12c によれば、集中定数回路を用いることで、伝送線路だけで構成する場合に比べ、インピーダンス補償回路 12c を小型化できるメリットがある。

【0091】

図 15 は、実施例 3 に係るインピーダンス補償回路 12c の構成例のうち、並列接続回路で構成される例を示す回路図である。並列接続回路は、インダクタ、キャパシタ、及び、分布定数回路として機能する伝送線路の少なくとも二つの並列接続回路である。

【0092】

具体的には、図 15 の (a) に示されるインピーダンス補償回路 12c は、インダクタ 122 及びキャパシタ 123 の直列接続回路と、キャパシタ 121 との並列接続回路で構成される。図 15 の (b) に示されるインピーダンス補償回路 12c は、キャパシタ 121 及びインダクタ 124 の直列接続回路と、インダクタ 122 との並列接続回路で構成される。図 15 の (c) に示されるインピーダンス補償回路 12c は、キャパシタ 121 及びインダクタ 124 の直列接続回路と、インダクタ 122 及びキャパシタ 123 の直列接続回路との並列接続回路で構成される。なお、これらの図において、図中に示される破線で囲まれた回路は、分布定数回路として機能する伝送線路に置き換えてもよい。

【0093】

図 15 の (a) ~ (c) に示されるインピーダンス補償回路 12c は、接続点 X と反対側の他端が接地され、全体として、上記実施例 2 のショートスタブと同様の機能を発揮できる。これらの図 15 の (a) ~ (c) に示されるインピーダンス補償回路 12c によれば、集中定数回路を用いることで、伝送線路だけで構成する場合に比べ、インピーダンス補償回路 12c を小型化できるメリットがある。

【0094】

(実施例 4)

次に、本実施の形態に係る高周波増幅器 10 の具体例の一つとして、バイアス供給回路を備える高周波増幅器 10c について、実施例 4 として、説明する。

【0095】

図 16 は、実施例 4 に係る高周波増幅器 10c の等価回路図である。図 1 に示される実施の形態に係る高周波増幅器 10 に対して、インピーダンス補償回路 12 に接続されたバイアス供給回路 14 が追加されている。

【0096】

バイアス供給回路 14 は、インピーダンス補償回路 12 を介してキャリアアンプ CA 及びピークアンプ PA にバイアス電圧を供給する電源である。バイアス供給回路 14 は、インピーダンス補償回路 12 に接続されることで、インピーダンス補償回路 12 に対してバイアス電圧を印加する形態となっている。これにより、結果的に、インピーダンス補償回路 12 がバイアス電圧を供給する電源としての機能を兼ねるので、キャリアアンプ CA 用のバイアスライン及びピークアンプ PA 用のバイアスラインが不要となり、高周波増幅器 10c の全体としての小型化が可能になる。

【0097】

図 17 は、実施例 4 に係るバイアス供給回路 14 によるインピーダンス補償回路 12 へのバイアス電圧の供給形態の各種例を示す図である。

【0098】

図 17 の (a) 及び (b) は、バイアス供給回路 14 がインダクタ 125 を介してインピーダンス補償回路 12 にバイアス電圧を供給する形態を示している。図 17 の (a) では、インピーダンス補償回路 12 の他端 (接続点 X と反対側の端子) は、開放されている。図 17 の (b) では、インピーダンス補償回路 12 の他端 (接続点 X と反対側の端子) は、キャパシタ 126 を介して接地されている。インダクタ 125 は、DC に対して短絡となり、高周波に対して開放となることから、高周波的にインピーダンス補償回路 12 に

10

20

30

40

50

対して影響を与えない。よって、バイアス供給回路 1 4 がインダクタ 1 2 5 を介してインピーダンス補償回路 1 2 にバイアス電圧を供給する態様は、インピーダンス補償回路 1 2 がオープンスタブであってもショートスタブであっても、いずれの場合にも適用できる。

【 0 0 9 9 】

図 1 7 の (c) は、バイアス供給回路 1 4 が直接、インピーダンス補償回路 1 2 にバイアス電圧を供給する形態を示している。ここは、インピーダンス補償回路 1 2 の他端 (接続点 X と反対側の端子) は、キャパシタ 1 2 6 を介して接地されている。インピーダンス補償回路 1 2 の他端に接続されたキャパシタ 1 2 6 は、DC に対して開放となることから、バイアス供給回路 1 4 に対して影響を与えない。よって、バイアス供給回路 1 4 が直接、インピーダンス補償回路 1 2 にバイアス電圧を供給する態様は、インピーダンス補償回路 1 2 がショートスタブである場合に、適用できる。

10

【 0 1 0 0 】

以上、本発明に係る高周波増幅器について、実施の形態及び実施例 1 ~ 4 に基づいて説明したが、本発明は、これらの実施の形態及び実施例 1 ~ 4 に限定されるものではない。本発明の主旨を逸脱しない限り、当業者が思いつく各種変形を本実施の形態及び実施例 1 ~ 4 に施したもののや、実施の形態及び実施例 1 ~ 4 における一部の構成要素を組み合わせで構築される別の形態も、本発明の範囲内に含まれる。

【 0 1 0 1 】

例えば、上記実施の形態及び実施例 1 ~ 4 に係る高周波増幅器は、ドハティ増幅器であったが、いわゆる逆ドハティ増幅器であってもよい。

20

【 0 1 0 2 】

図 1 8 は、いわゆる逆ドハティ増幅器に適用した高周波増幅器 1 0 d の等価回路図である。この高周波増幅器 1 0 d では、第一伝送線路 L 1 と第二伝送線路 L 2 との接続点 X は、ピークアンプ P A の出力端子ではなく、キャリアアンプ C A の出力端子と接続される。このように高周波増幅器 1 0 d がいわゆる逆ドハティ増幅器であっても、インピーダンス補償回路 1 2 は、高周波増幅器 1 0 d がドハティ増幅器である場合と同じ特徴を有する。つまり、インピーダンス補償回路 1 2 は、上記第一の特徴を有することで、高周波増幅器 1 0 d の広帯域化を可能にする。また、インピーダンス補償回路 1 2 は、上記第二の特徴を有することで、インピーダンス補償回路 1 2 に起因する高周波増幅器 1 0 d での通過損失を、反射係数 $a =$ 反射係数 d が成り立つ場合に比べ、抑制することができる。また

30

【 0 1 0 3 】

また、上記実施の形態では、インピーダンス補償回路 1 2 は、第一の特徴及び第二の特徴を有したが、第二の特徴については、必ずしも必須ではない。インピーダンス補償回路 1 2 が少なくとも第一の特徴を有することで、高周波増幅器 1 0 の広帯域化が可能になるからである。

【 0 1 0 4 】

また、上記実施例 3 に係るインピーダンス補償回路 1 2 c では、集中定数回路として、キャパシタ及びインダクタが用いられたが、抵抗素子が含まれてもよい。出力電力を減衰させる場合等において有効になり得るからである。

40

【 産業上の利用可能性 】

【 0 1 0 5 】

本発明は、高周波増幅器として、特に、広帯域な高周波電力増幅器として、例えば、無線通信に用いられる広帯域なドハティ増幅器及び逆ドハティ増幅器として、利用できる。

【 符号の説明 】

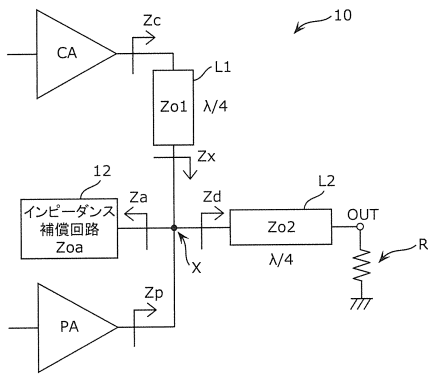
【 0 1 0 6 】

- 1 0、1 0 a、1 0 b、1 0 c、1 0 d 高周波増幅器
- 1 2、1 2 a、1 2 b、1 2 c インピーダンス補償回路
- 1 2 0 伝送線路
- 1 2 1、1 2 3、1 2 6 キャパシタ

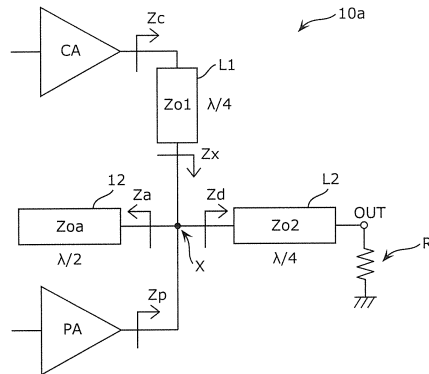
50

- 1 2 2、1 2 4、1 2 5 インダクタ
- C A キャリアアンプ
- P A ピークアンプ
- L 1 第一伝送線路
- L 2 第二伝送線路
- R 負荷抵抗
- X 接続点

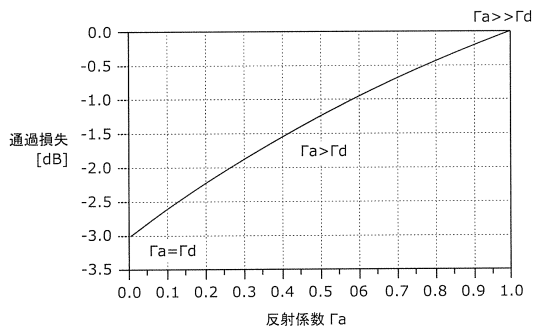
【図 1】



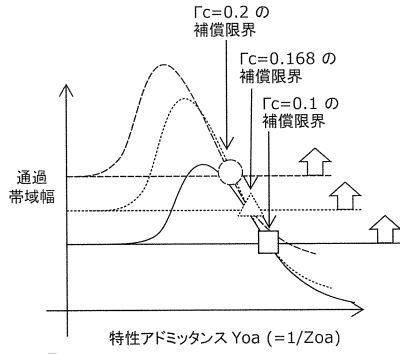
【図 3】



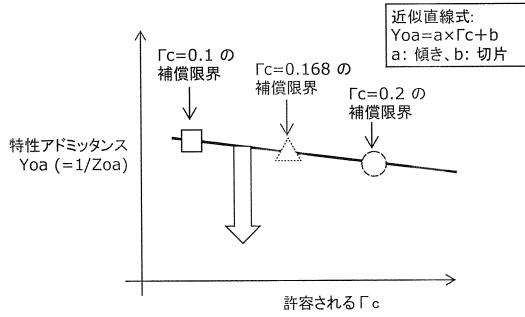
【図 2】



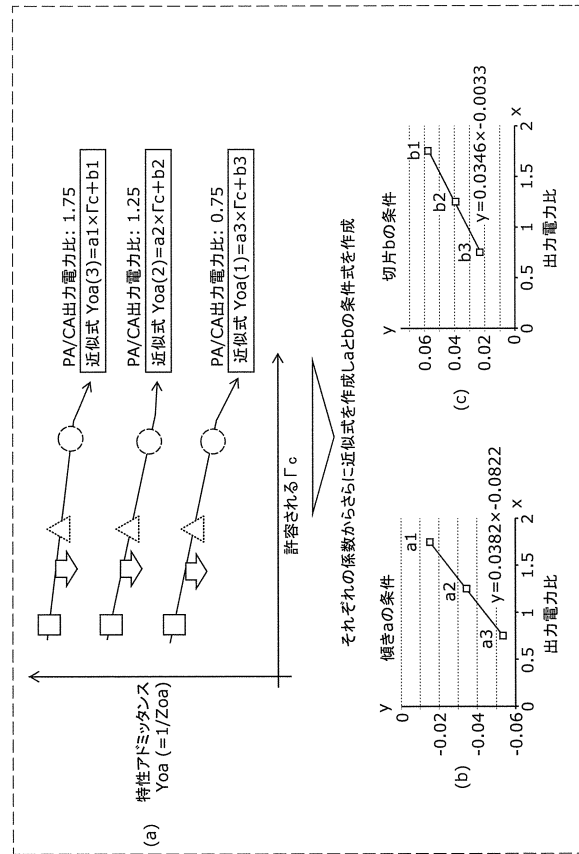
【図9】



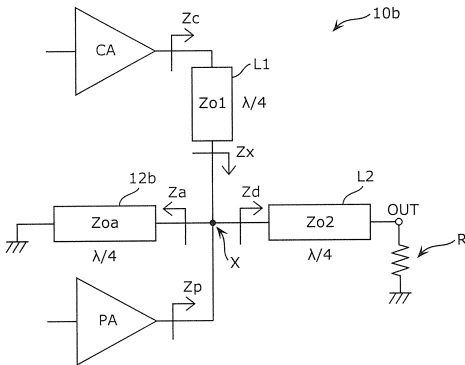
【図10】



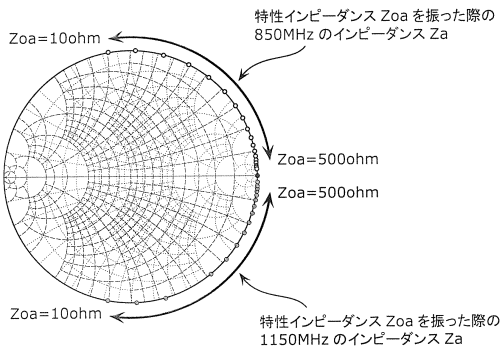
【図11】



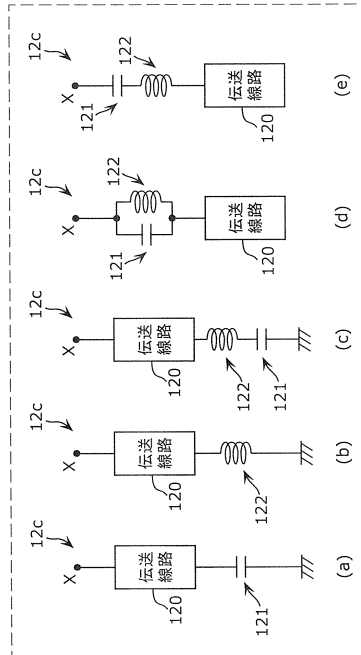
【図12】



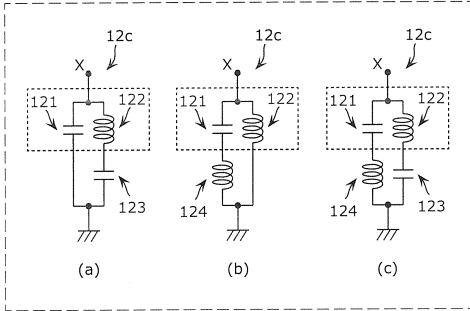
【図13】



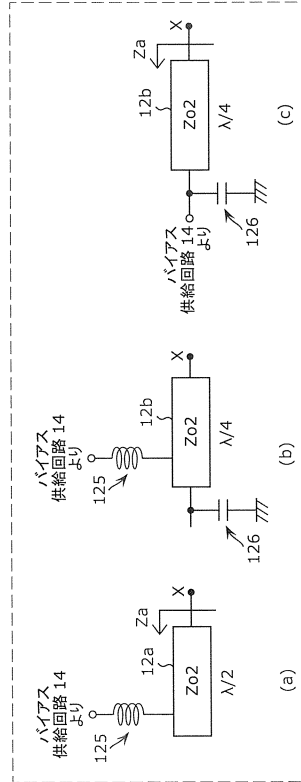
【図14】



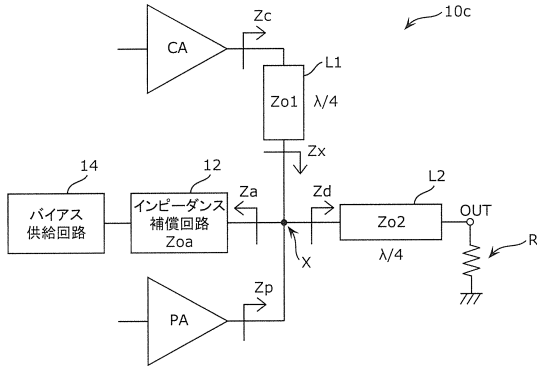
【図15】



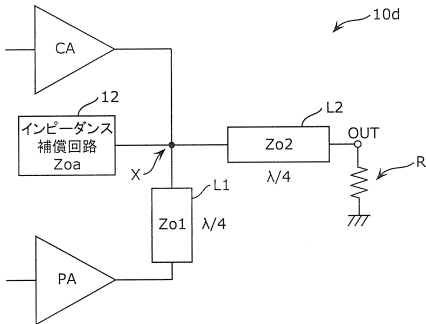
【図17】



【図16】



【図18】



フロントページの続き

(72)発明者 松田 慎吾
日本国京都府長岡京市神足焼町1番地 パナソニックセミコンダクターソリューションズ株式会社
内

(72)発明者 山本 興輝
日本国京都府長岡京市神足焼町1番地 パナソニックセミコンダクターソリューションズ株式会社
内

審査官 及川 尚人

(56)参考文献 特表2015-506615(JP,A)
特開2014-197755(JP,A)
国際公開第2016/098223(WO,A1)
特開2005-303771(JP,A)
特開2010-287930(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H03F 1/00-3/72