



IPI INSTITUTO
NACIONAL
DA PROPRIEDADE
INDUSTRIAL
Assinado
Digitalmente

REPÚBLICA FEDERATIVA DO BRASIL
MINISTÉRIO DA ECONOMIA
INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL

CARTA PATENTE Nº BR 102014031499-7

O INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL concede a presente PATENTE DE INVENÇÃO, que outorga ao seu titular a propriedade da invenção caracterizada neste título, em todo o território nacional, garantindo os direitos dela decorrentes, previstos na legislação em vigor.

(21) Número do Depósito: BR 102014031499-7

(22) Data do Depósito: 16/12/2014

(43) Data da Publicação Nacional: 12/07/2016

(51) Classificação Internacional: H03D 7/00.

(52) Classificação CPC: H03D 7/00.

(54) Título: SUB-AMOSTRAGEM E CONVERSÃO EM FREQUÊNCIA ANALÓGICA NO TEMPO DISCRETO DISPENSANDO MISTURADORES E OSCILADORES COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

(73) Titular: UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ, Pessoa Jurídica. Endereço: RUA JOÃO NEGRÃO, 280 2º ANDAR, CURITIBA, PR, BRASIL(BR), 80010-200, Brasileira

(72) Inventor: LUIS HENRIQUE ASSUMPCÃO LOLIS.

Prazo de Validade: 20 (vinte) anos contados a partir de 16/12/2014, observadas as condições legais

Expedida em: 15/03/2022

Assinado digitalmente por:

Liane Elizabeth Caldeira Lage

Diretora de Patentes, Programas de Computador e Topografias de Circuitos Integrados



SUB-AMOSTRAGEM E CONVERSÃO EM FREQUÊNCIA ANALÓGICA NO TEMPO DISCRETO DISPENSANDO MISTURADORES E OSCILADORES COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Campo da Invenção

[001]. Essa invenção se inclui no domínio de técnicas de conversão em frequência em receptores de rádio frequência. Essa técnica é mais precisamente implementada no domínio do tempo discreto, e portanto faz parte da família de arquiteturas de receptores RF do tempo discreto (MARTELLOCK, 2009; YUAN, 2001; SEO, 2013; FUDGE, 2009; JAKONIS, 2004; WEI, 2006; MUHAMMAD, 2005; MIRZAEI, 2009; HAQUE, 2010; PETROVIC, 2010). Essas arquiteturas têm a tendência de ter uma maior capacidade de migração tecnológica permitindo também uma maior capacidade de configuração. O processamento no tempo discreto do sinal permite operações como por exemplo a filtragem analógica no tempo discreto através de capacitores chaveados (MCCREARY, 1975; GREGORIAN, 1983).

[002]. Espera-se com essa solução uma maior flexibilidade em relação as possíveis frequências de sinais que podemos demodular e ao mesmo tempo simplificar nos circuitos de geração de osciladores e misturadores de frequência. Com o uso da sub-amostragem, diferentes normas podem ser endereçadas, ou seja, diferentes frequências de infraestruturas (ex 900MHz / 1800MHz / 2400MHz), alterando o número da harmônica da frequência de amostragem a ser usada para a conversão em frequência.

Fundamentos da Invenção e Estado da Técnica

Introdução à Técnica

[003]. As operações de modulação e demodulação em quadratura são as etapas básicas para transportar a informação de um sinal útil que se encontra em banda base, através de um sinal de frequência portadora. A operação de modulação significa alterar características dessa portadora (ângulo, frequência e amplitude) de acordo com a informação útil (HAYKIN, 2001). A demodulação digital pode ser separada em duas etapas: conversão em frequência e reconhecimento dos pontos da constelação, que nesse caso podem ser também variar no caso da Modulação por Chaveamento de Frequência (FSK - *Frequency Shift Keying*) (HAYKIN, 2001). Para converter os sinais em quadratura é preciso que os sinais osciladores de conversão em frequência estejam deslocados de $\pi/2$ entre eles.

[004]. Um receptor de RF pode fazer a conversão em frequência em uma única etapa (receptor a conversão direta), ou em múltiplas etapas, como é o caso das arquiteturas de baixa frequência intermediária (low-IF - *Low Intermediate Frequency*). A recepção em quadratura em duas etapas de conversão pode ser implementada com uma dupla quadratura e um combinador em banda base, que é chamado de célula de WEAVER (GU, 2006). As operações de conversão em frequência e rejeição de imagem são detalhadas na sessão "Recepção em Quadratura com Dupla Conversão de Frequência e Rejeição de Imagem".

[005]. A etapa seguinte a conversão em frequência é a passagem do sinal do domínio analógico para o domínio digital. Essa passagem é feita através dos CAD's em duas etapas: a amostragem do sinal, passando do domínio do tempo contínuo para o tempo discreto,

e a quantização do sinal, criando sinais discretos na amplitude a partir de sinais contínuos na amplitude (OPPENHEIM; SCHAFER,). De acordo com o critério de Nyquist / Shannon (OPPENHEIM; SCHAFER,), a frequência de amostragem deve ser no mínimo duas vezes maior que a banda passante ocupada pelo sinal. No entanto, para um sinal de banda estreita, não é a frequência central, mas sim a banda passante ocupada pelo sinal que deve ser respeitada. Nesse caso podemos fazer a amostragem em banda passante (VAUGHAN; SCOTT; WHITE, 1991), ou também conhecido como subamostragem. Essa operação é capaz de discretizar o sinal no tempo ao mesmo tempo de implementar a conversão em frequência. As arquiteturas e a sub amostragem serão apresentadas na sessão "Amostragem em Banda Passante".

[006]. Da mesma forma que para a recepção em quadratura através de osciladores necessita de dois sinais osciladores defasados de $\pi/2$ entre si, a amostragem em quadratura necessita de dois sinais amostradores que estão em quadratura na frequência central do sinal a ser amostrado (XUECHENG, 2005). Arquiteturas apresentadas em (MONTAUDON et al., 2008; MUHAMMAD et al., 2005) que aplicam esse princípio usando somente uma conversão em frequência. A técnica e as arquiteturas são apresentadas em detalhe da sessão " Amostragem em Quadratura em Banda Passante".

Recepção em Quadratura com Dupla Conversão de Frequência e Rejeição de Imagem

[007]. Primeiramente é definido o sinal modulado centrado em Ω_c :

$$x_{mod}(t) = x(t) \cos(\Omega_c t) \quad (2.1)$$

onde $x(t)$ é o sinal de informação em banda base. A operação de conversão em dois estágios é feita por um oscilador em Ω_0 e um oscilador em Ω_1 , onde $\Omega_0 + \Omega_1 = \Omega_c$:

$$x_{demod}(t) = x_{mod}(t) \cos(\Omega_0 t) \cos(\Omega_1 t) \quad (2.2)$$

$$x_{demod}(t) = \frac{1}{4} x(t) [\cos(0) + \cos(2\Omega_0) + \cos(2\Omega_1) + \cos(2\Omega_1 + 2\Omega_0)] \quad (2.3)$$

e no domínio da frequência:

$$X_{demod}(j\Omega) = \frac{\pi}{2} X(j\Omega) + \frac{\pi}{4} [X(j(\Omega - 2\Omega_0)) + X(j(\Omega + 2\Omega_0)) + X(j(\Omega - 2\Omega_1)) + X(j(\Omega + 2\Omega_1)) + X(j(\Omega - (2\Omega_0 + 2\Omega_1))) + X(j(\Omega + (2\Omega_0 + 2\Omega_1)))] \quad (2.4)$$

[008]. Se aplicado um sinal em $\Omega_1 = \Omega_c - 2\Omega_1$, observa-se que o sinal também se desloca para a banda base, sobrepondo-se ao sinal de interesse. O sinal em Ω_1 é então o sinal imagem do sinal de interesse:

$$x_{im-demod}(t) = \frac{1}{2} x_{im-mod}(t) [\cos((\Omega_i - \Omega_1 - \Omega_0)t) + \cos((\Omega_i - \Omega_1 + \Omega_0)t) + \cos((\Omega_i + \Omega_1 - \Omega_0)t) + \cos((\Omega_i + \Omega_1 + \Omega_0)t)] \quad (2.5)$$

[009]. A figura 1 trás uma representação gráfica dos espectros de frequência, mostrando a sobreposição do sinal imagem e do sinal de interesse na banda base:

[010]. Para evitar a sobreposição dos espectros, fazemos uso do processamento de sinais complexos (MARTIN, 2004). Observando as conversões dos sinais de interesse e imagem por uma exponencial complexa (que na frequência é somente um Dirac na frequência negativa ou positiva), temos a conversão em frequência em uma só direção (direita ou esquerda) (figura 2).

[011]. A demodulação complexa em quadratura é definida através das equações (2.6) e (2.7):

$$x_{demod}(t) = \Re \left\{ x_{(mod)}(t) e^{-j\Omega_1 t} e^{-j\Omega_0 t} \right\} \quad (2.6)$$

$$x_{demod}(t) = x(t) \cos(\Omega_c t) [\cos(\Omega_1 t) \cos(\Omega_0 t) - \text{sen}(\Omega_1 t) \text{sen}(\Omega_0 t)] \quad (2.7)$$

[012]. Essa operação com uma dupla quadratura e uma subtração entre os dois caminhos distintos é conhecida como célula de WEAVER (GU, 2006) (figura 3). Para receber um sinal modulado em quadratura e aplicando a dupla conversão complexa, primeiro definimos o sinal modulado em quadratura na equação (2.8):

$$x_{C_mod}(t) = x_I(t) \cos(\Omega_c t) - x_Q(t) \text{sen}(\Omega_c t) \quad (2.8)$$

onde $x_I(t)$ e $x_Q(t)$ são sinais em fase e em quadratura de informação em banda base, respectivamente. Para se receber os sinais em fase e em quadratura aplicamos as seguintes operações de demodulação:

$$\begin{aligned} x_{I_demod}(t) &= \Re \left\{ x_{C_mod}(t) e^{-j\Omega_1 t} e^{-j\Omega_0 t} \right\} \\ &= x_{C_mod}(t) \{ \cos(\Omega_1 t) \cos(\Omega_0 t) - \text{sen}(\Omega_1 t) \text{sen}(\Omega_0 t) \} \\ &= \frac{1}{2} \{ 2x_I(t) \cos(0) + 2x_I(t) \cos((2\Omega_1 + 2\Omega_0)t) - 2x_Q(t) \text{sen}(0) - \\ &\quad 2x_Q(t) \text{sen}((2\Omega_1 + 2\Omega_0)t) \} \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} x_{Q_demod}(t) &= -\Im \left\{ x_{C_mod}(t) e^{-j\Omega_1 t} e^{-j\Omega_0 t} \right\} \\ &= -x_{C_mod}(t) \{ \cos(\Omega_1 t) \text{sen}(\Omega_0 t) + \text{sen}(\Omega_1 t) \cos(\Omega_0 t) \} \\ &= \frac{1}{2} \{ -2x_I(t) \text{sen}(0) - 2x_I(t) \text{sen}((2\Omega_1 + 2\omega_0)t) + 2x_Q(t) \cos(0) + \\ &\quad 2x_Q(t) \cos((2\Omega_1 + 2\omega_0)t) \} \end{aligned} \quad (2.10)$$

[013]. Arquiteturas também conhecidas como low-IF podem aplicar uma baixa frequência intermediária e uma célula de WEAVER para encontrar os sinais I e Q e simultaneamente rejeitar o sinal imagem. Ao passo que a frequência intermediária Ω_1 pode ser fixa, a frequência Ω_0 deve variar a medida que a frequência do sinal de interesse varia. Para isso é necessário um circuito de síntese de frequência em malha

fechada cujo passo de frequência (menor variação da frequência) deve ser igual à distância entre dois canais adjacentes de uma dada norma. O sinal que se encontra em Ω_1 depois da primeira conversão em frequência pode ser eventualmente amostrado e digitalizado antes da conversão com o oscilador em Ω_1 , que passa a ser digital. Nesse caso a amostragem não age na conversão em frequência do sinal.

Amostragem em Banda Passante

[014]. Nas arquiteturas amostradas, a amostragem em banda passante uma maneira de converter o sinal do domínio do tempo contínuo ao domínio do tempo discreto simultaneamente com a conversão em frequência. A técnica de amostragem em banda passante, ou sub-amostragem, foi formalizada em (VAUGHAN; SCOTT; WHITE, 1991). Consideramos um sinal modulado de ocupação espectral em banda base de BW_{ch} e uma frequência central $f_c = \Omega_c/(2\pi)$. Para que a sub amostragem ocorra corretamente a frequência de amostragem f_s deve ser $f_s > 2 \cdot BW_{ch}$. Contudo que se garanta essa condição à frequência de amostragem pode ser muito inferior à frequência da portadora $f_s \ll f_c$ (figura 4).

Amostragem em banda passante para conversão em baixa frequência intermediária

[015]. Arquiteturas que aplicam a sub-amostragem em via única são encontradas em (JAKONIS et al., 2005; WEI et al., 2006). As conversões em frequência e o diagrama de blocos dessas arquiteturas são representados nas figuras 5 e 6 respectivamente. No entanto, essas arquiteturas não permitem a demodulação em quadratura diretamente em banda base, pois não distinguem a via em fase da via em quadratura. No lugar, se faz uma conversão em frequência em direção a uma frequência intermediária. O problema de rejeição imagem da

primeira amostragem deve ser tratado por um filtro real no tempo contínuo. Para separar os sinais em I e Q em banda base é necessário aplicar um misturador digital.

[016]. Para endereçar cada canal em RF é necessário fazer variar a frequência de amostragem Ω_s (com Ω_1 fixa) ou a frequência do demodulador digital em Ω_1 (com Ω_s fixa). No caso em que a frequência de amostragem é fixa, Ω_1 deve variar para que cada canal específico seja demodulado em banda base. No caso de Ω_1 frequência fixa, deve-se alterar a frequência de amostragem para direcionar em uma Frequência Intermediária fixa, o sinal do canal específico a ser demodulado. A frequência de amostragem está relacionada a taxa de sub amostragem, N : Ω_0/N . Em (JAKONIS et al., 2005; WEI et al., 2006), $N = 1$. Pode-se observar através da figura 5 que um filtro bastante seletivo em torno da frequência do sinal em RF é necessário nesse caso. O ponto limitante é que a frequência do conversor analógico digital deve ser tão alta quanto o numero total de canais que se pretende demodular.

Amostragem em Quadratura em Banda Passante

[017]. Nessa etapa, a operação de sub-amostragem apresentada na sessão anterior será capaz de separar os sinais em fase e quadratura após a operação de amostragem. Primeiro observamos demodulação em quadratura em uma única conversão em frequência que representa as arquiteturas 0-IF clássicas. Os sinais demodulados I e Q são dados pelas equações (2.11) 2.12, respectivamente. Analisando os sinais dos osciladores no domínio da frequência, pode-se observar que eles estão defasados de 90° . A operação de sub-amostragem em quadratura substitui os sinais dos osciladores na operação de demodulação, por sinais amostradores $s(t)$ e $s^o(t)$, onde a diferença de

fase no domínio da frequência será obtida através de um atraso entre as posições dos pulsos de Dirac de $s(t)$ e $s^o(t)$ (XUECHENG, 2005; HAQUE; KAZAKEVICH; NEWTON, 2010; PETROVIC, 2010) (figura 8).

Conversão direta com sub-amostragem em quadratura

[018]. Em (XUECHENG, 2005), o deslocamento entre os dois amostradores é de $T/4$ e a distância entre os dois amostradores é de $N \cdot 90^\circ$ para uma harmônica N . Consideramos o sinal $s(t)$ definido no domínio do tempo (2.13) e no domínio da frequência (2.14), onde se observa uma sequência de diracs com fase zero no domínio da frequência. Já o sinal $s^o(t)$ atrasado de $T/4$, é representado pelas equações (2.15) e (2.16) no domínio do tempo e da frequência, respectivamente. Através da equação (2.16) podemos observar que a fase dos diracs no domínio da frequência é múltipla de $\pi/2$, como requisito para separar os sinais em I e Q , forçando que apliquemos um N ímpar.

$$x_{I_demod}(t) = \Re \left\{ x_{C-mod}(t) e^{-j\Omega_0 t} \right\} = x_{C-mod}(t) \cos(\Omega_0 t) \quad (2.11)$$

$$x_{Q_demod}(t) = -\Im \left\{ x_{C-mod}(t) e^{-j\Omega_0 t} \right\} = -x_{C-mod}(t) \text{sen}(\Omega_0 t) \quad (2.12)$$

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.13)$$

$$S(j\Omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_S) \quad (2.14)$$

$$s'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT - T/4) \quad (2.15)$$

$$S'(j\Omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_S) e^{-jk\frac{\pi}{2}} \quad (2.16)$$

[019]. Para analisar o resultado de amostrar o sinal por $s(t)$ e $s^0(t)$ definimos o sinal modulado no domínio da frequência:

$$X_{c_mod}(j\Omega) = \pi [X_I(j(\Omega - \Omega_c)) + X_I(j(\Omega + \Omega_c)) + jX_Q(j(\Omega - \Omega_c)) - jX_Q(j(\Omega + \Omega_c))] \quad (2.17)$$

[020]. Os sinais amostrados por $s(t)$ e $s^0(t)$ no domínio da frequência ficam então definidos pelas equações (2.18) e (2.19), respectivamente. O resultado é ilustrado na figura 7 para $\Omega_c = 3\Omega_s$. Podemos observar a reconstrução do sinal em banda base em I e Q .

$$\begin{aligned} X_s(j\Omega) &= \frac{1}{2\pi} X_{c_mod}(j\Omega) * S(j\Omega) \\ &= \frac{\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} [X_I(j(\Omega - \Omega_c - k\Omega_s)) + X_I(j(\Omega + \Omega_c - k\Omega_s)) \\ &\quad + jX_Q(j(\Omega - \Omega_c - k\Omega_s)) - jX_Q(j(\Omega + \Omega_c - k\Omega_s))] \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} X'_s(j\Omega) &= \frac{1}{2\pi} X_{c_mod}(j\Omega) * S'(j\Omega) \\ &= \frac{\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} [X_I(j(\Omega - \Omega_c - k\Omega_s)) + X_I(j(\Omega + \Omega_c - k\Omega_s)) \\ &\quad + jX_Q(j(\Omega - \Omega_c - k\Omega_s)) - jX_Q(j(\Omega + \Omega_c - k\Omega_s))] e^{-jk\frac{\pi}{2}} \end{aligned} \quad (2.19)$$

[021]. Para que se possa demodular um canal específico do sinal, é necessário variar a frequência de amostragem para que a harmônica N do amostrador se encontre na frequência do sinal a ser demodulado, f_{ch} . Para uma distância entre dois canais adjacentes de Δf_{ch} , isso significa uma variação fina na frequência de amostragem de $\Delta f_{ch}/N$, fazendo variar a taxa de processamento digital do sinal. Esse método exige então de uma síntese de frequência variável, como um circuito de Malha de captura de fase PLL (*Phase-Locked Loop*) e malha de captura de atraso DLL (*Delay-Locked Loop*). Uma segunda limitação é aplicar sempre N ímpar, para a sub-amostragem.

Conversão em duas etapas com sub-amostragem em quadratura

[022]. Em contraste com o apresentado (XUECHENG, 2005), o objetivo em (HAQUE; KAZAKEVICH; NEWTON, 2010; PETROVIC, 2010) não é de diretamente demodular um canal para a banda base, e sim levar o sinal amostrado para uma frequência intermediária que varia na frequência. Essa abordagem evita o problema de gerar sinais com frequências variáveis, mas exige que toda a infraestrutura de uma norma seja amostrada de uma única vez, de tal forma a fazer a última conversão em frequência no domínio digital demodula um canal específico para a banda base. Essas arquiteturas são particularmente adaptadas para o desenvolvimento de estações rádio base, onde o consumo de energia dos conversores analógicos digitais não é um fator limitante.

[023]. Em (HAQUE; KAZAKEVICH; NEWTON, 2010) uma sequência de amostradores entrelaçados no tempo, somados a uma sequência de conversores analógicos digitais, implementam a sub-amostragem, onde o nível de sub-amostragem depende do número de amostradores/conversores que estão ligados. Para m amostradores entrelaçados, cada amostrador está deslocado de T , sendo que a amostragem de cada via é de T/m e a amostragem efetiva é de T . Sendo $T = 1/f_{RF}$, RF a frequência central da infra estrutura de rádio, ou seja, a norma. A m fases do sinal amostrado permite elaborar um filtro digital complexo, deixando passar um canal específico, fazendo simultaneamente a rejeição de imagem. O sinal será posteriormente convertido em frequência em uma dizimação da frequência de amostragem.

[024]. Em resumo, a arquitetura em (HAQUE; KAZAKEVICH; NEWTON, 2010) exclui blocos misturadores e de geração de frequência variável ao passo que necessita de alta frequência de amostragem e exige m diferentes amostradores e m diferentes ADC's. A sub-amostragem explorada nesse contexto é $N = 1$.

[025]. Para se reduzir o numero de vias em paralelo, (PETROVIC, 2010) propõe aplicar um atraso arbitrário δ entre duas vias, permitindo controlar a diferença de fase da harmônica N correspondente. A ideia é ter exatos 90° na harmônica N . Ex: se quisermos explorar a 4ª harmônica para sub-amostragem, temos que a diferença de fase da primeira harmônica de $s(t)$ e $s^0(t)$ deverá ser de $22,5^\circ$, gerando um atraso necessário de $T/16$. Os canais específicos f_{ch} irão cair em uma frequência intermediária variável que serão convertidos digitalmente para banda base como proposto em (HAQUE; KAZAKEVICH; NEWTON, 2010). Novamente, uma frequência do conversor analógica digital tão alta como a infraestrutura deverá ser respeitada (ex: todos os canais de uma norma como a GSM ocupam 60MHz, portanto a frequência do ADC deve ser de no mínimo 120MHz).

Descrição da abordagem do problema técnico

[026]. A conversão em quadratura em um único estágio pode sofrer com problemas típicos de arquiteturas $0 - IF$: ruído $1/f$, DC-offset e IIP2. A conversão em dois estágios pode mitigar esse problema mas então deve-se lidar com o sinal imagem da primeira conversão em frequência através de filtros seletivos ou um esquema de conversão em quadratura (sinal complexo).

[027]. Enquanto os circuitos misturadores são aplicados, as operações de conversão em frequência e amostragem são realizados por blocos distintos, aumentando a complexidade do sistema.

[028]. Quando aplicada a sub-amostragem em via única, deve-se passar por uma frequência intermediária, exigindo um filtro de alta seletividade. Se a sub-amostragem é em RF, esse filtro deve ser reconfigurável. Se a sub-amostragem é em IF, têm-se uma primeira conversão usando misturadores, retornando ao problema "2".

[029]. A sub-amostragem em quadratura com conversão direta permite conversão em frequência e amostragem em uma única operação. Quando o atraso entre os dois amostradores é de $T/4$, somente as harmônicas ímpares podem ser exploradas. Baixas frequências de amostragem podem ser aplicadas, porém, a frequência de amostragem deve variar de acordo com o canal específico a converter. No caso particular das arquiteturas com frequência de amostragem variável (sub-amostragem direta em via única e em quadratura), a complexidade do processamento digital do sinal (filtragem, demodulação, equalização do canal) aumenta significativamente.

[030]. A sub-amostragem em quadratura com conversão em frequência em duas etapas apresentadas no estado da arte fazem a última conversão no domínio digital. Ou se aplica uma série de conversores, ou se controla o atraso de maneira fina entre dois amostradores. Em ambos os casos a frequência do conversor deve ser tão alta quanto a infraestrutura da norma a ser trabalhada, sendo impraticável do ponto de vista do consumo de energia, em terminais móveis.

[031]. Apesar da sub-amostragem excluir o circuito de conversão em frequência, existe no estado da arte um compromisso entre a alta frequência de amostragem a ser aplicada na conversão em duas

etapas, ou a geração de frequência variável na conversão em uma etapa.

[032]. A ideia a ser apresentada apresenta simultaneamente as seguintes vantagens:

- a. Exclusão dos blocos misturadores no tempo contínuo com uma abordagem do processamento do sinal puramente no domínio do tempo discreto.
- b. Recepção em quadratura capaz de eliminar o problema de sinal imagem e por consequência a necessidade de filtros seletivos em uma recepção.
- c. Exclusão de um circuito de síntese de frequência com valor de frequência variável, somente um oscilador em frequência fixa é necessário.
- d. A redução da maior frequência do oscilador a ser gerada aplicando uma taxa de sub-amostragem elevada, sem se limitar à um N ímpar.
- e. Redução drástica da frequência do conversor analógico digital, fazendo a segunda conversão em frequência no domínio analógico ao invés da conversão digital, e posterior dizimação no domínio analógico.
- f. Sem alterar a frequência de amostragem ou de qualquer oscilador, implementar as seguintes operações:
 - i. Converter qualquer canal em *RF* de diversos sistemas de comunicação dado para a banda base antes da digitalização.
 - ii. Separar as vias *I* e *Q* na operação de conversão em frequência.

- iii. Aplicar a rejeição de sinais imagem nesse processo, sem uso de filtros.

Descrição detalhada da Invenção

[033]. O princípio básico dessa arquitetura é de explorar a característica discreta do sinal amostrado para gerar um sinal conversor de frequência, ainda no domínio analógico, porém discreto no tempo. O sinal conversor em frequência em uma operação de amostragem é a sequência de pulsos de Dirac. A posição dos pulsos de Dirac no domínio da frequência é inversamente proporcional à distância entre os pulsos no tempo. Considerando a subamostragem com uma frequência de amostragem fixa e um sinal de frequência variando, resta poder variar o sinal que está na frequência intermediária para uma banda base. Aproveitando a característica discreta do sinal amostrado a segunda conversão em frequência é feita por um sinal discreto. Em (PETROVIC, 2010) a segunda conversão em frequência é no domínio digital. Com essa técnica existem efetivamente dois sinais de conversão de frequência: o amostrador e o sinal modulante. A primeira conversão é definida por Ω_0 sendo essa um múltiplo inteiro de N . Mesmo que consideremos somente as harmônicas ímpares para definir os múltiplos de Ω_0 ($\Omega_s \cdot N = \Omega_0$) com defasagem múltiplo inteiro de 90° entre os sinais I e Q, a segunda conversão em frequência Ω_1 que é a pequena distância entre Ω_0 e a verdadeira posição em frequência do sinal a ser recebido Ω_c , pode compensar essa diferença e demodular sinais próximos das harmônicas pares de Ω_0 .

[034]. O processamento de sinais complexos permite implementar a rejeição do sinal imagem inerente ao processo de conversão em frequência em duas etapas (problema apresentado na sessão 2.2). Para a conversão unicamente em uma direção no

espectro, fazemos uso do processamento de sinais complexos. No caso contínuo tínhamos o sinal oscilador $\cos(\Omega_0 t)$ e $\sin(\Omega_0 t)$ nas expressões (2.9) e (2.10). Em uma abordagem discreta, esses sinais são substituídos por $s(t)$ que é o sinal amostrador em fase, e $s^0(t)$ com um atraso de um quarto de período em relação a $s(t)$, ou seja, o amostrador em quadratura. Como demonstrado na sessão 2.4 a diferença de fase entre os Diracs de $S(j\Omega)$ e $S^0(j\Omega)$ se acumula ao longo das harmônicas. Se na N ésima harmônica essa diferença der 90° ($N = 1 + 4M$, M inteiro), os sinais demodulados são obtidos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} x_{I_demod}(t) &= \Re \left\{ x_{c_mod}(t) e^{-j\Omega_1 t} (s(t) + js'(t)) \right\} \\ &= x_{c_mod}(t) [s(t) \cos(\Omega_1 t) + s'(t) \sin(\Omega_1 t)] \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} x_{Q_demod}(t) &= \Im \left\{ x_{c_mod}(t) e^{-j\Omega_1 t} (s(t) + js'(t)) \right\} \\ &= x_{c_mod}(t) [s'(t) \cos(\Omega_1 t) - s(t) \sin(\Omega_1 t)] \end{aligned} \quad (4.2)$$

[035]. Caso a diferença de fase entre os Diracs de $S(j\Omega)$ e $S^0(j\Omega)$ na N ésima harmônica der 270° ($N = 3 + 4M$, M inteiro), os sinais demodulados ficam:

$$\begin{aligned} x_{I_demod}(t) &= \Re \left\{ x_{c_mod}(t) e^{-j\Omega_1 t} (s(t) - js'(t)) \right\} \\ &= x_{c_mod}(t) [s(t) \cos(\Omega_1 t) - s'(t) \sin(\Omega_1 t)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} x_{Q_demod}(t) &= \Im \left\{ x_{c_mod}(t) e^{-j\Omega_1 t} (s(t) - js'(t)) \right\} \\ &= x_{c_mod}(t) [-s'(t) \cos(\Omega_1 t) - s(t) \sin(\Omega_1 t)] \end{aligned} \quad (4.4)$$

[036]. Graças a característica discreta da amostragem, não é necessário que os sinais $\cos(\Omega_1 t)$ e $\sin(\Omega_1 t)$ sejam contínuos, ou seja, que sejam osciladores de frequência variável. Com essa conversão sendo implementada no domínio analógico, ainda se pode reduzir a frequência de amostragem através de dizimação. É preciso somente fazer um ganho ponderado $\cos(\Omega_1 t)$ ou $\sin(\Omega_1 t)$ nos instantes de amostragem nT_s para $s(t)$ e $nT_s + T_s/4$ para $s^0(t)$. Esses ganhos discretos

são definidos como $g_1(nT_s) = \cos(\Omega_1 nT_s)$ e $g_2(nT_s) = \text{sen}(\Omega_1 nT_s)$. Com a operação produto sendo intercambiável, os blocos multiplicadores em Ω_1 podem estar antes ou depois da etapa de amostragem. A representação em diagrama de blocos das equações 4.1 e 4.2 ou 4.3 e 4.4 é dada pela Figura 9:

[037]. Finalmente, a característica discreta dos sinais seno e cosseno em Ω_1 pode ser observada calculando as amostras discretas dos sinais demodulados em I e Q ($90^\circ / 270^\circ$):

$$x_{I_demod}[n] = x_{c_mod}(nT_s) \cos(\Omega_1 nT_s) \pm x_{c_mod}(nT_s - T_s/4) \text{sen}(\Omega_1(nT_s - T_s/4)) \quad (4.5)$$

$$x_{Q_demod}[n] = \mp x_{c_mod}(nT_s - T_s/4) \cos(\Omega_1(nT_s - T_s/4)) + x_{c_mod}(nT_s) \text{sen}(\Omega_1(nT_s)) \quad (4.6)$$

Análise no Domínio da Frequência

[038]. A primeira etapa é aplicar o sinal definido em (2.8) e (2.17). O resultado das amostragens são definidos em (2.18) e (2.19). No entanto, na arquitetura de conversão direta $k\Omega_s = \Omega_c$. Na arquitetura proposta ainda temos uma segunda conversão em frequência. Os sinais demodulados em fase $X_{I(demod)}(j\Omega)$ e $X_{Q(demod)}(j\Omega)$ são definidos pelas equações (4.7) e (4.8), respectivamente.

$$X_{I(demod)}(j\Omega) = \frac{\pi}{2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 X_I(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) + \right. \\ \left. \sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 -l \cdot j X_Q(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) \right] \pm \quad (4.7) \\ \frac{\pi}{2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 m \cdot j X_I(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) e^{-jk\pi/2} + \right. \\ \left. \sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 ml \cdot X_Q(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) e^{-jk\pi/2} \right]$$

$$\begin{aligned}
X_{Q(\text{demod})}(j\Omega) = & \mp \frac{\pi}{2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 X_I(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) e^{-jk\pi/2} + \right. \\
& \left. \sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 -l \cdot j X_Q(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) e^{-jk\pi/2} \right] - \\
& \frac{\pi}{2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 m \cdot j X_I(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) + \right. \\
& \left. \sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \sum_{\substack{m=-1 \\ m \neq 0}}^1 ml \cdot X_Q(j(\Omega + l\Omega_c + m\Omega_1 - k\Omega_s)) \right]
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Vantagens particulares trazidas pela invenção

Uso de osciladores em baixa frequência

[039]. O princípio de sub-amostragem permite reduzir de maneira consequente o consumo de circuitos de síntese de frequência reduzindo a máxima frequência necessária a ser gerada. Arquiteturas como a de conversão direta fazem uso de osciladores na frequência do sinal a ser demodulado, na ordem dos GHz. Para que esse sinal seja utilizado em um circuito misturador, um buffer na saída do circuito de síntese de frequência se faz necessário. Esse bloco em adição ao oscilador em alta frequência contribui diretamente no consumo total do receptor de rádio frequência. Com a técnica de sub-amostragem Ω_s pode ser na ordem de 100 MHz. Essa frequência é maior que a banda passante total da maioria das normas de comunicação sem fio. Essa frequência evita o efeito de aliasing dentro de sinais da própria norma, sendo que o filtro RF de entrada funciona como filtro de anti-aliasing.

Dispensa uso circuitos de síntese de frequência variável.

[040]. O único oscilador necessário é aquele que alimenta as chaves do circuito amostrador. Como a técnica apresenta frequência

de amostragem fixa, arquiteturas de osciladores com grande gama de frequência gerada se torna desnecessária. O esforço em design circuito passa então a ser direcionado em arquiteturas de osciladores mais eficientes e de menor superfície, sem a condição de fazer variar essa frequência.

Supressão de blocos da cadeia de recepção.

[041]. Quando as diferentes operações de processamento do sinal são mescladas em um único bloco, reduz-se a superfície e a potência consumida em sistemas de recepção de rádio frequência. A conversão direta é aquela que reduz ao mínimo o número de componentes ao custo de necessitar de uma síntese de frequência variável. A sub-amostragem em quadratura permite, em um único bloco, as seguintes operações: amostragem, conversão em frequência, rejeição de frequência imagem.

Adaptação à miniaturização das tecnologias CMOS.

[042]. O processamento do sinal no tempo discreto tira vantagem do aumento da resolução temporal das novas tecnologias CMOS ao passo que se esquivava das dificuldades provindas da redução da dinâmica de tensão dessas novas tecnologias. Na arquitetura proposta, a amostragem do sinal se faz o mais cedo possível na cadeia de recepção, reduzindo ao mínimo os componentes que funcionam no domínio do tempo contínuo. Os circuitos mais propensos a serem utilizados são baseados em capacitores chaveados, onde maior precisão em termos do controle do ganho e outros parâmetros podem ser alcançados.

Potencial arquitetura multi-normas e de rádio definido por software.

[043]. Uma das maiores dificuldades das arquiteturas de rádio frequência é poder endereçar, em um único circuito, a multitude de normas de comunicação. Essas normas apresentam diferentes frequências centrais, bandas passantes e tipos de modulação. No que concerne a demodulação, podemos dividir a operação em duas etapas: conversão em frequência separando as vias I e Q, e identificação dos símbolos transmitidos e mapeamento dos bits. A primeira etapa independe do tipo de modulação e deixa a segunda etapa como uma etapa exclusivamente digital e reprogramável, resolvendo o problema do reuso de circuitos nesse quesito. No que concerne as diferentes bandas passantes, o conversor analógico digital deverá ser dimensionado para a norma de comunicação de maior banda.

[044]. Resta o problema da multitude de frequências RF a serem convertidas para a banda base. Com a sub-amostragem, diferentes valores de taxa de sub-amostragem N podem ser explorados. Dentro de cada múltiplo da frequência de amostragem, os sinal modulador em Ω_1 dos Diracs de amostragem entram em jogo. Essa estratégia supera a dificuldade de gerar circuitos de síntese de frequência com gamas tão largas a serem geradas.

Descrição das Figuras

[045]. A Figura 1 descreve a conversão em duas etapas com sinal imagem, onde: (a) espectro do sinal útil (verde) e imagem (vermelho); (b) representação das transformadas de Fourier dos cossenos em Ω_0 e Ω_1 ; (c) resultado após a primeira conversão em frequência; (d) resultado após a segunda conversão em frequência

com o espectro do sinal imagem sobre o sinal de interesse em banda base.

[046]. A Figura 2 descreve a conversão complexa para a esquerda em duas etapas com sinal imagem, onde: (a) espectros do sinal útil (verde) e imagem (vermelho) imagem; (b) representação das transformadas de Fourier das exponenciais complexas em $-\Omega_0$ e $-\Omega_1$; (c) resultado após a primeira conversão em frequência somente para a esquerda; (d) resultado após a segunda conversão em frequência somente para a esquerda; (e) Tomada da parte real do sinal (espectro simétrico).

[047]. A Figura 3 descreve o diagrama de blocos da célula de WEAVER que executa a conversão em frequência no domínio complexo em duas etapas, com rejeição de imagem e separação dos sinais em quadratura.

[048]. A Figura 4 descreve a operação de sub-amostragem com conversão em frequência, onde: (a) espectro do sinal; (b) espectro do sinal amostrador; (c) resultado da operação de sub-amostragem.

[049]. A Figura 5 descreve a operação de sub-amostragem com conversão em frequência para IF e conversão em frequência digital para banda base, onde: (a) sinal útil, sinal imagem e resposta em frequência do filtro de rejeição de imagem; (b) espectro do sinal amostrador ($3\Omega_s = \Omega_0$); (c) sinal amostrado caindo em Ω_1 . (d) exponencial complexa em $-\Omega_1$; (d) sinal deslocado à esquerda e tomada da parte real tornando o espectro simétrico.

[050]. A Figura 6 descreve receptor com sub-amostragem para IF e conversão digital para a banda base.

[051]. A Figura 7 descreve a operação de sub-amostragem complexa, onde: (a) espectro do sinal modulado em quadratura; (b) espectro dos sinais amostradores em fase e quadratura; (c) resultado da operação de sub-amostragem para a amostragem em fase e (d) para o amostrador em quadratura.

[052]. A Figura 8 descreve receptor com sub-amostragem complexa para a banda base.

[053]. A Figura 9 descreve receptor proposto.

[054]. A Figura 10 descreve em (a) o circuito amostrador alternado e em (b) o amplificador a capacitor chaveado.

[055]. A Figura 11 descreve em (a) os sinais de clock para os amostradores em quadratura e em (b) o amplificador a capacitor chaveado com ganho variável.

[056]. A Figura 12 contém a arquitetura detalhada.

Exemplo

Exemplo Numérico

[057]. Para esse exemplo, as equações (4.7) e (4.8) serão utilizadas para ilustrar a conversão em frequência e a rejeição de imagem. Consideramos $\Omega_{cs} = 3\Omega_s + \Omega_1$ para o sinal útil $\Omega_{ci} = 3\Omega_s - \Omega_1$ para o sinal imagem. A diferença entre a fase dos Diracs de amostragem é de 270° . Vamos analisar os produtos espectrais de (4.7) e (4.8) para $k = \pm 3$. Para o sinal útil os sinais demodulados I e Q ficam:

$$X_{I(demod)}(j\Omega) = \frac{\pi}{2T} \left\{ 4X_I(j\Omega) + 2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq 0}}^1 X_I(j(\Omega + l(2\Omega_1 + 6\Omega_s))) \right. \\ \left. - l \cdot j [X_Q(j(\Omega + 2l\Omega_1)) + X_Q(j(\Omega + 6l\Omega_s))] \right\} \quad (6.1)$$

$$X_{Q(demod)}(j\Omega) = \frac{\pi}{2T} \left\{ 4X_Q(j\Omega) + 2 \sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 X_Q(j(\Omega + l(2\Omega_1 + 6\Omega_s))) \right. \\ \left. - l \cdot jX_I(j(\Omega + 2l\Omega_1)) + l \cdot jX_I(j(\Omega + 6l\Omega_s)) \right\} \quad (6.2)$$

[058]. Para o sinal imagem os sinais demodulatos I e Q ficam:

$$X_{I_image(demod)}(j\Omega) = \frac{\pi}{2T} \left\{ 2 \sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \left[X_I(j(\Omega + 2l\Omega_1)) + X_I(j(\Omega + 6l\Omega_s)) \right. \right. \\ \left. \left. - l \cdot jX_Q(j(\Omega + 2l\Omega_1 - 6l\Omega_s)) \right] \right\} \quad (6.3)$$

$$X_{Q_image(demod)}(j\Omega) = \frac{\pi}{2T} \left\{ 2 \sum_{\substack{l=-1 \\ l \neq 0}}^1 \left[X_Q(j(\Omega + 2l\Omega_1)) - X_Q(j(\Omega + 6l\Omega_s)) \right. \right. \\ \left. \left. + l \cdot jX_I(j(\Omega + 2l\Omega_1 - 6l\Omega_s)) \right] \right\} \quad (6.4)$$

[059]. Como podemos observar, temos a componente espectral de origem em DC para as vias I e Q demoduladas em 6.1 e 6.2 para o sinal útil, ao passo que alterando a posição do sinal para os sinal imagem, não temos mais componentes espectrais em DC em 6.3 e 6.4, demonstrando a correta demodulação do sinal útil e a rejeição do sinal imagem.

Possível Implementação

[060]. Observando o sistema ilustrado na Figura 9, alguns blocos base são básicos e outros necessitam de mais detalhamento. No que concerne o início da cadeia, o grande desafio da sub-amostragem é acoplar o filtro de anti-aliasing com o circuito amostrador. No estado da arte, têm-se os amostradores em carga (YUAN, 2001) CH (*Charge and*

Hold) que, ao integrar a corrente antes da amostragem durante um período T , implementam um filtro do tipo Sinc, uma vez que a integração representa uma janela retangular. Em (MIRZAEI et al., 2009), a janela de integração de corrente passa a ter um ganho que varia no tempo, formando uma janela retangular e então, a filtragem se comporta com um Sinc^2 . Já em (JAKONIS et al., 2005), o amostrador é feito no domínio da tensão, SH (*Sample and Hold*). O circuito de amostragem em tensão é implementado por capacitores chaveados (Figura 10(a)). No momento em que a chave φ_I ou φ_Q se encontram fechadas a carga é transferida aos capacitores C_{SI} ou C_{SQ} de maneira que a tensão no capacitor segue o valor de $x_{c_mod}(t)$, essa etapa é chamada de *sample*. No momento em que a chave se abre, o capacitor guarda uma carga $Q_{CS} = V_{CS}C_S$. Em (JAKONIS et al., 2005), para evitar o fenômeno de *aliasing*, o amplificador anterior as chaves, é seletivo em frequência, tal qual seu ruído na saída apresenta também uma seletividade em frequência.

[061]. Outro método é aplicar um filtro passivo LC diretamente no circuito de amostragem. A própria característica chaveada do circuito amostrador faz com que ele apresente uma carga que varia no tempo. Esse comportamento é extremamente sensível ao processo de concepção do filtro de anti-aliasing que funciona no domínio do tempo contínuo e precisa enxergar uma carga constante na sua saída. A solução é aplicar um esquema de amostragem concatenada para que o filtro sempre enxergue sempre a mesma carga, representada por uma chave aberta e um capacitor em paralelo com uma segunda chave fechada e um capacitor. No caso da amostragem em quadratura, o filtro enxerga quatro chaves, duas abertas e duas fechadas (10). O esquema de tempo de abertura e fechamento das chaves é ilustrado na Figura 11 (a). Enquanto C_{SI_1} carrega com o sinal, por um quarto

desse período C_{SQ_2} também carrega com o sinal, quando então φ_Q se abre e φ_Q se fecha e carrega C_{SQ_2} . Quando φ_I se abre, φ_I se fecha e C_{SI_1} começa a se carregar em paralelo com C_{SQ_1} por um quarto de período, quando se começa a carregar C_{SQ_2} . Quando a chave φ_I se abre o ciclo se reinicia.

[062]. Uma vez que o sinal se encontra no domínio do tempo discreto, as multiplicações por $\cos(\Omega_1 n T_s)$, $\sin(\Omega_1 n T_s)$, $\cos(\Omega_1(n T_s + T_s/4))$, $\sin(\Omega_1(n T_s + T_s/4))$ podem ter uma característica discreto de ganho variável controlado por chaves. Essas chaves poderão ser acionadas com sinais derivados de $s(t)$ e $s^0(t)$ e o tempo de estabelecimento do ganho ponderado poderá ser de até T_s para a tomada da amostra n . Um modo de implementar ganhos de tensão sobre capacitores é explorar o princípio de transferência de cargas entre capacitores de valores diferentes. Um modo de transferir carga de um capacitor a outro de modo ativo é aplicando um amplificador operacional (Figura 10 (b)). O ganho passa a ser em módulo $|G| = C_{fb}/C_s$. O sinal do ganho pode ser alterando invertendo a sequência de chaveamento de S_a, S_b, S_c e S_d . Para um ganho positivo, S_a, S_c e S_{fb} estão em fase. Enquanto essas chaves estão fechadas (e S_b e S_d estão abertas) o capacitor C_s se carrega, a carga do capacitor C_{fb} é descarregada para o próximo ciclo. No ciclo seguinte, as chaves S_b e S_d se fecham e as outras se abrem, transferindo a carga do capacitor C_s para o capacitor C_{fb} . Para um ganho negativo S_a e S_d estão em fase, em oposição com S_b, S_c e S_{fb} .

[063]. Observando a Figura 10(b), notamos que o ganho pode ser variado alterando C_s ou C_{fb} . No caso de se manter uma capacitância de amostragem constante, o circuito da Figura 11 (b). O objetivo é que à cada amostra, seja apresentada uma capacitância equivalente na realimentação do amplificador operacional, fazendo

variar o valor do ganho. Os valores dos capacitores ponderados em potência de dois permitem a montagem de ganho com uma resolução de M bits, como indicado na Figura 11 (b). A resolução necessária será dependente da rejeição do sinal imagem requista e da relação sinal sobre ruído na saída requista.

Integração do sistema completo

[064]. Comparando as estruturas de base das Figuras 10 (a) e 11 (b) e a estrutura geral da arquitetura da Figura 9, temos o sistema completo representado na Figura 12. Podemos observar que o capacitor de amostragem é o mesmo capacitor de entrada do circuito de ganho variável. Para que haja um esquema de inversão ou não da carga no capacitor de amostragem e implementar os coeficientes negativos, a estrutura das chaves do amplificador de ganho variável foi ligeiramente alterada. As chaves S_N ou S_P que vão carregar os capacitores, ao passo que as chaves S_a e S_b completam as ligações para inversão ou não da carga. As chaves em $s(t)$, $s(t)$, $s^0(t)$, $s^0(t)$ lidam somente com a descarga do capacitor. Resta ao amplificador variável implementar os módulos dos cossenos e senos do ganho variável.

Referências

[065]. FUDGE, G. *Reconfigurable direct RF bandpass sampling receiver and related methods*. [S.l.]: US7489745 B2, 2009.

[066]. GREGORIAN, R.; MARTIN, K. W.; TEMES, G. C. Switched-capacitor circuit design. *Proceedings of the IEEE*, v. 71, n. 8, p. 941–966, 1983.

[067]. GU, Q. *RF System Design of Transceivers for Wireless Communications*. [S.l.]: Springer-Verlag New York, Inc., 2006.

[068]. HAQUE, T.; KAZAKEVICH, L.; NEWTON, S. *Method for a radio frequency (rf) sampling apparatus with arrays of time interleaved samplers and scenario based dynamic resource allocation*. 2010. US Patent App. 12/716,514.

[069]. HAYKIN, S. *Communication systems*. Wiley, 2001. ISBN 9780471178699. Disponível em: <http://books.google.com.br/books?id=ieZSAAAAMAAJ>.

[070]. JAKONIS, D. et al. A 2.4-ghz rf sampling receiver front-end in 0.18- μm cmos. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, v. 40, n. 6, p. 1265–1277, 2005.

[071]. MARTELLOCK, P. et al. *Direct rf complex analog to digital converter*. [S.I.]: WO 2009/091822, 2009.

[072]. MARTIN, K. W. Complex signal processing is not complex. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on [Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on]*, v. 51, n. 9, p. 1823–1836, 2004.

[073]. MCCREARY, J. L.; GRAY, P. R. All-mos charge redistribution analog-to-digital conversion techniques. i. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, v. 10, n. 6, p. 371–379, 1975.

[074]. MIRZAEI, A. et al. A second-order antialiasing prefilter for a software-defined radio receiver. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 7, p. 1513–1524, July 2009. ISSN 1549-8328.

[075]. MONTAUDON, F. et al. A Scalable 2.4-to-2.7GHz Wi-Fi/WiMAX Discrete - Time Receiver in 65nm CMOS. 2008. 362-363 p.

[076]. MUHAMMAD, K. et al. A discrete time quad-band gsm/gprs receiver in a 90nm digital cmos process. In: HO, Y. C. (Ed.). *Custom*

Integrated Circuits Conference, 2005. Proceedings of the IEEE 2005. [S.l.: s.n.], 2005. p. 809–812.

[077]. OPPENHEIM, A.; SCHAFER, R. *PROCESSAMENTO EM TEMPO DISCRETO DE SINAIS*. PEARSON BRASIL. ISBN 9788581431024. Disponível em: <http://books.google.com.br/books?id=g72vnQEACAAJ>.

[078]. PETROVIC, B. *Apparatus and methods for direct quadrature sampling*. 2010. US Patent 7,714,760.

[079]. SEO, S.; KIM, J. *Bandpass sampling receiver, and method for designing and reconstructing a filter thereof*. [S.l.]: US20130177107 A1, 2013.

[080]. VAUGHAN, R. G.; SCOTT, N. L.; WHITE, D. R. The theory of bandpass sampling. *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, v. 39, n. 9, p. 1973–1984, 1991.

[081]. WEI, J. et al. A programmable complex fir filter with integrated mems filter for front-end charge sampling receiver. In: MORCHE, D. (Ed.). *Electronics, Circuits and Systems, 2006. ICECS '06. 13th IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1125–1128.

[082]. XUECHENG, Q. *Bandpass sampling receiver and the sampling method*. [S.l.]: WO2005055449, 2005.

[083]. YUAN, J. *Versatile charge sampling circuits*. [S.l.]: WO2001024192 A1, 2001.

REIVINDICAÇÕES

1. PROCESSO de conversão em frequência em banda base de sinais com diferentes frequências centrais aplicando oscilador local de frequência fixa caracterizado pelas seguintes etapas:

- a) Conversão em frequência através de um bloco de sub-amostragem da frequência de RF à uma frequência intermediária IF, na qual a frequência de amostragem é fixa, tornando a IF variável;
- b) Conversão em frequência da frequência intermediária para a banda base no domínio analógico através de amplificadores com ganho variável no domínio do tempo discreto.

2. PROCESSO, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por sub-amostragem em quadratura e conversão analógica em frequência no domínio do tempo discreto em dupla quadratura, gerando uma célula de Weaver analógica no domínio do tempo discreto, que rejeitará o sinal imagem.

3. PROCESSO, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por sub-amostragem alternada, por pares capacitores chaveados cuja as posições das chaves se encontram em oposição de fase, para apresentar carga constante ao filtro de anti-aliasing que antecede os capacitores chaveados.

4. PROCESSO, de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo uso de dois blocos ativados com um atraso de tempo entre si que gere 90° de diferença de fase na harmônica n da frequência de amostragem, sendo $n \cdot f_s$ a frequência mais próxima da frequência do sinal de origem f_c para a sub-amostragem em quadratura.

5. PROCESSO, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pela segunda conversão em frequência através de amplificador à capacitor chaveados para realizar o ganho variável no domínio do tempo discreto.

6. DISPOSITIVO PROCESSO, de acordo com a reivindicação 5, caracterizado pelo uso de razões dos valores dos capacitores em potência de dois no bloco amplificador para realizar os ganhos variáveis com amplitudes digitais.

7. PROCESSO, de acordo com a reivindicação 6, caracterizado pelo uso de razões dos valores dos capacitores em potência de dois no bloco amplificador para realizar os ganhos variáveis com amplitudes digitais.

8. PROCESSO, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo uso dos capacitores de amostragem da primeira conversão em frequência como capacitores de entrada do amplificador que realiza a segunda conversão em frequência.

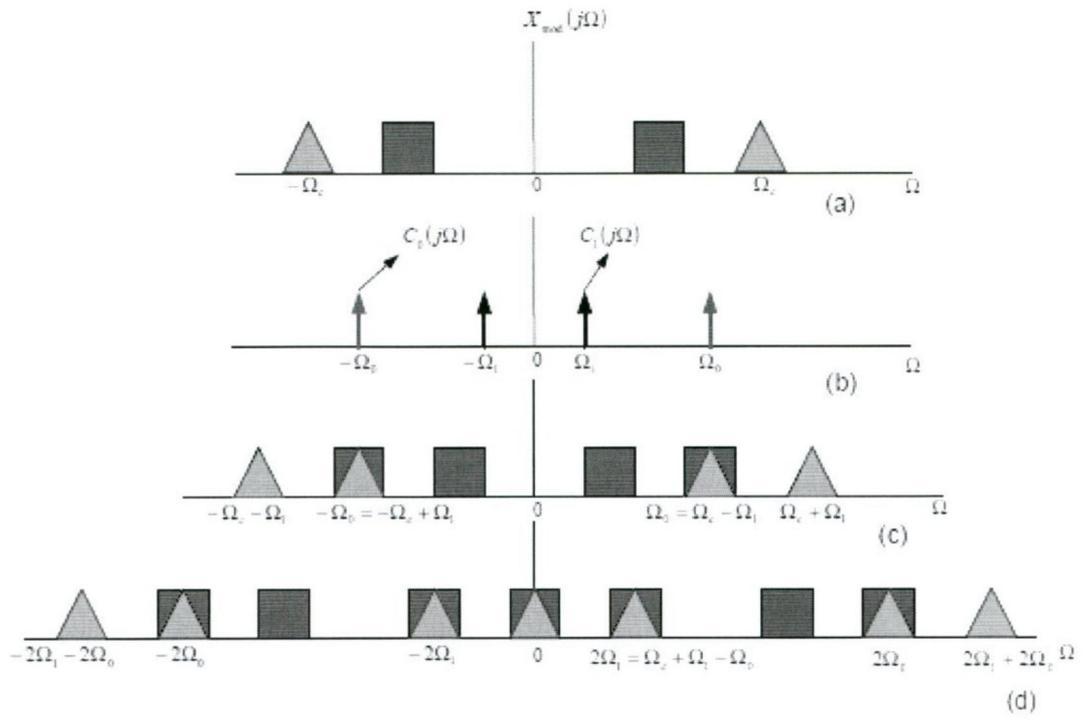


Figura 1

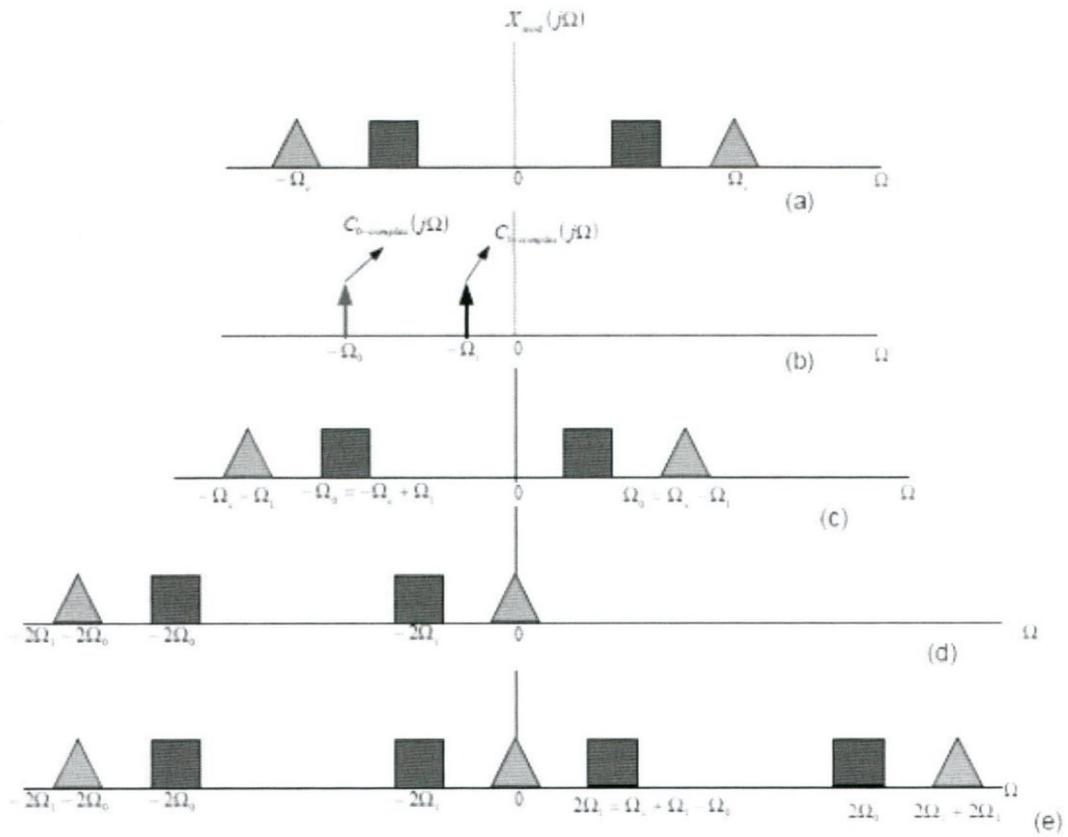


Figura 2

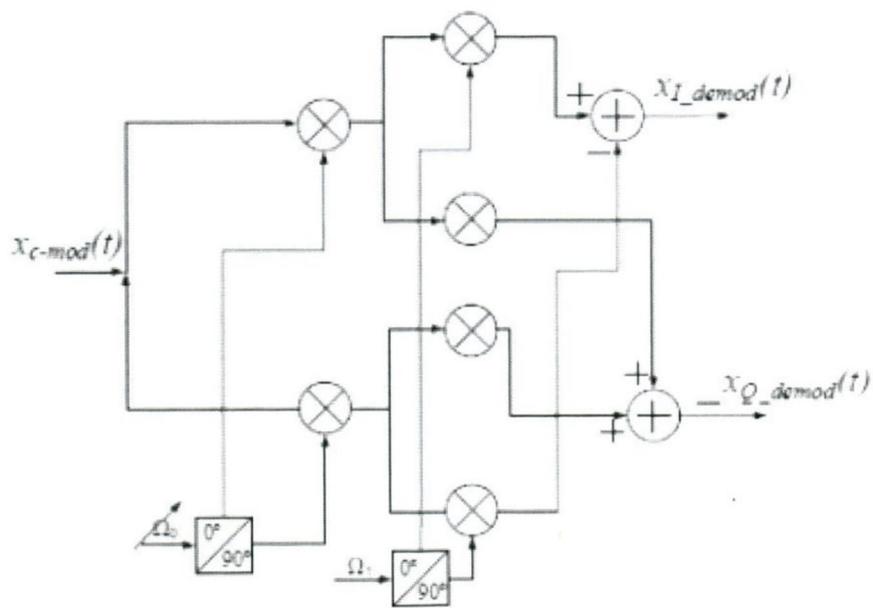


Figura 3

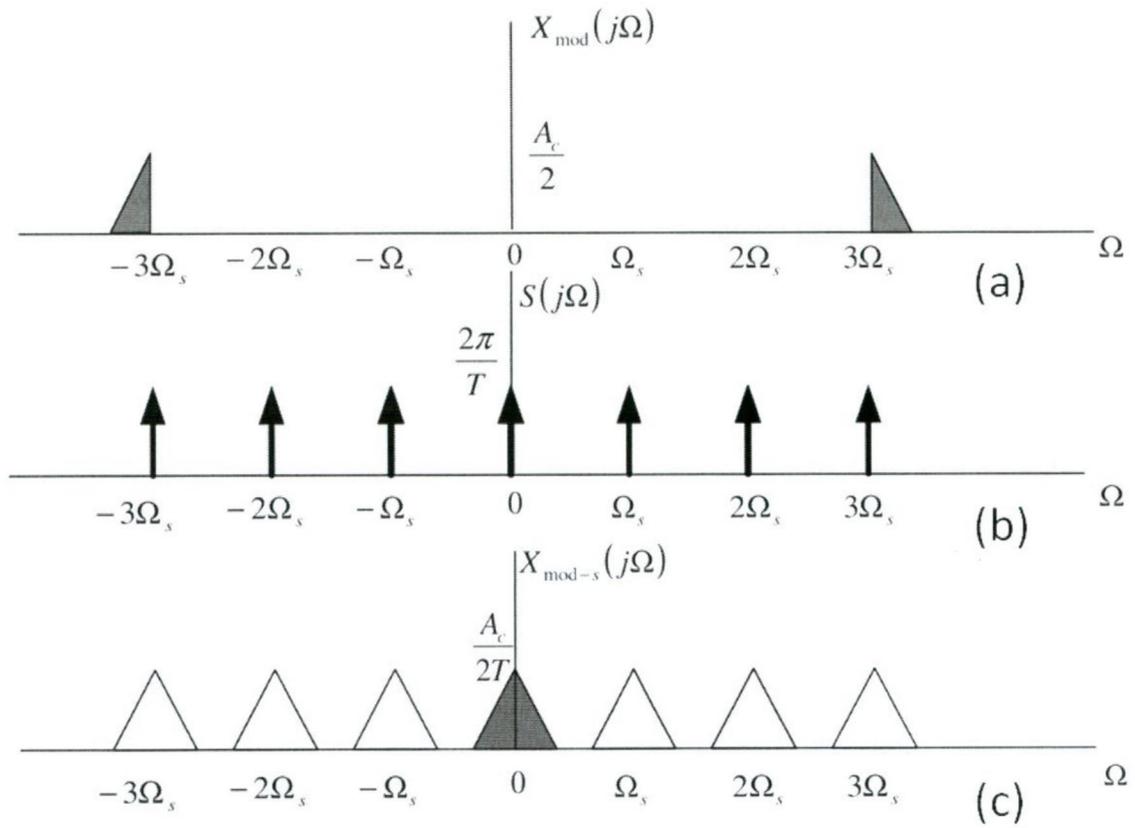


Figura 4

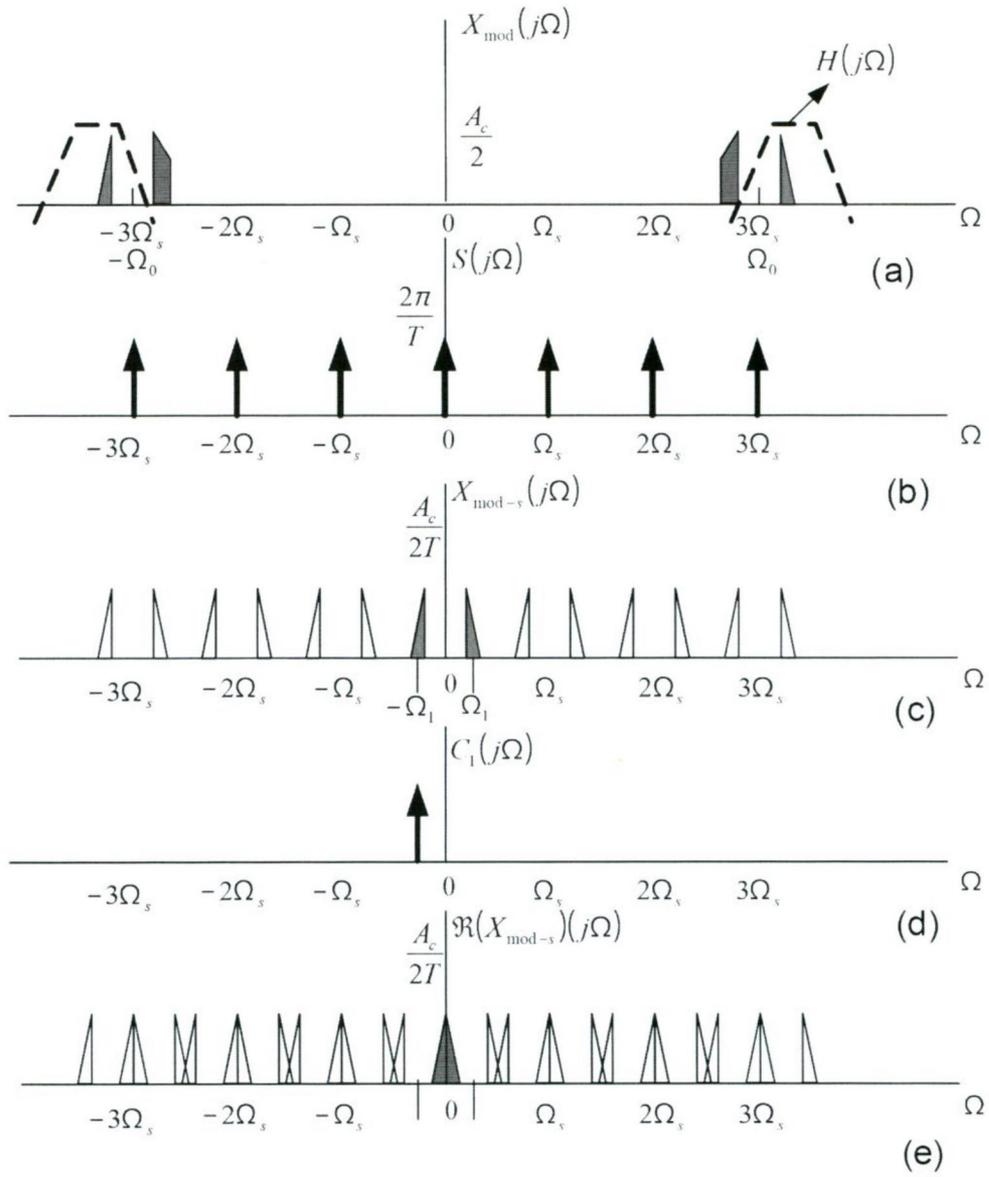


Figura 5

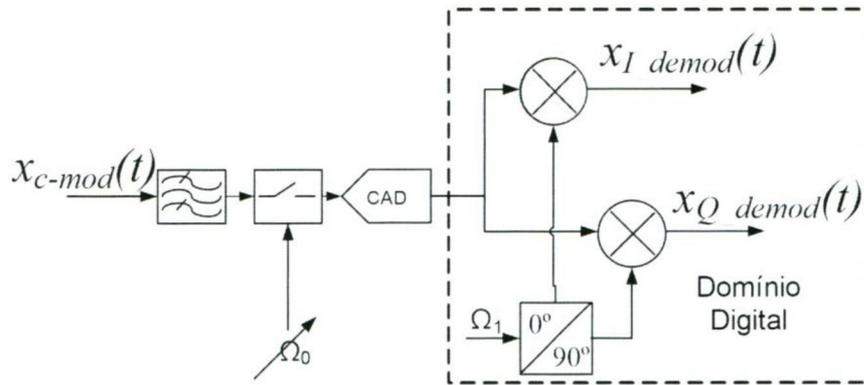


Figura 6

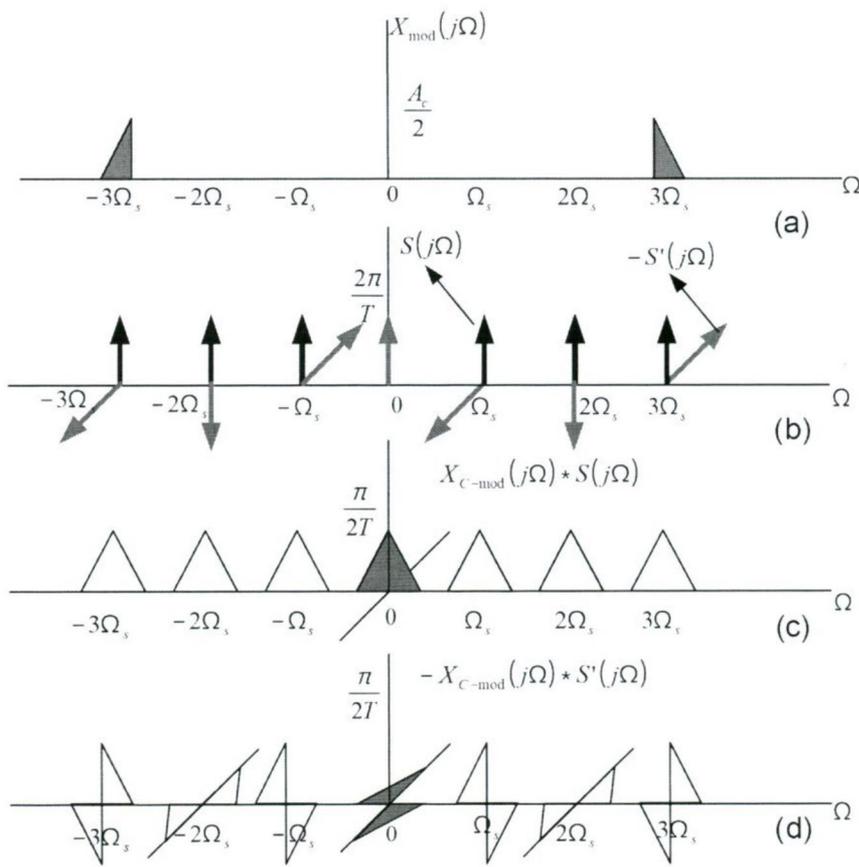


Figura 7

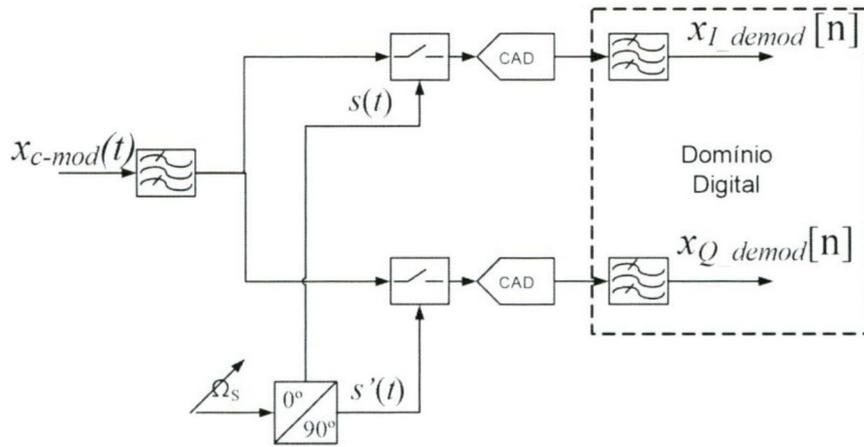


Figura 8

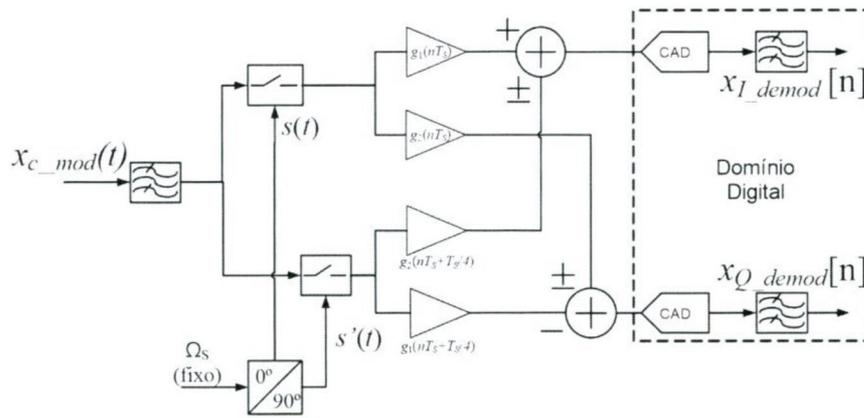


Figura 9

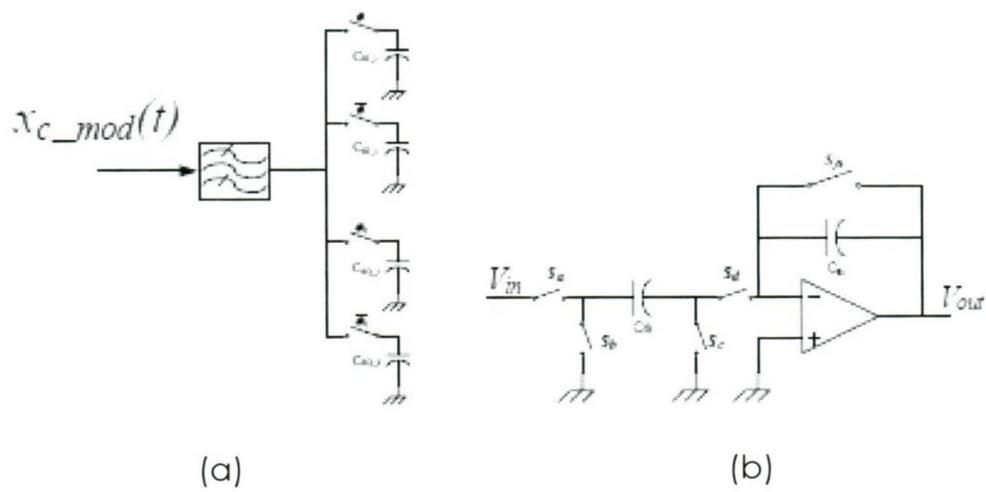


Figura 10

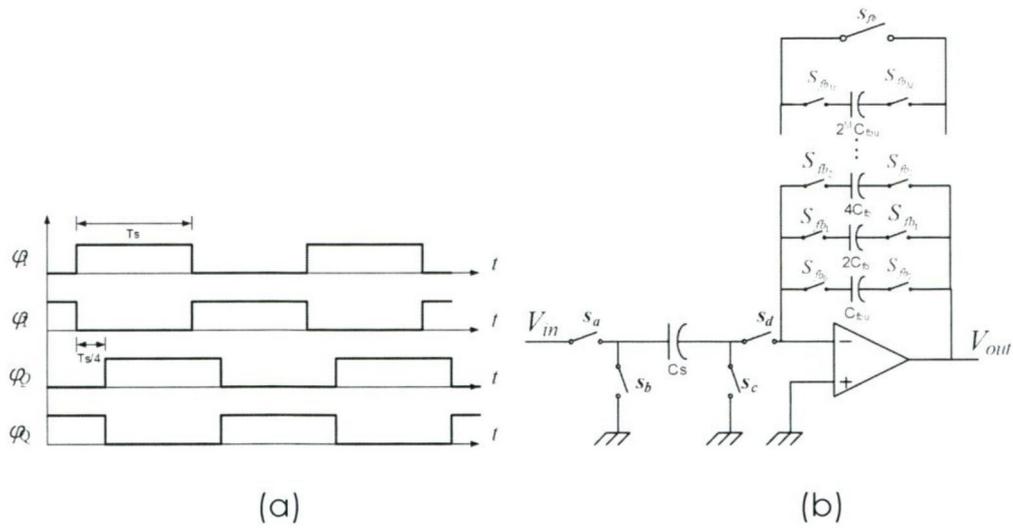


Figura 11

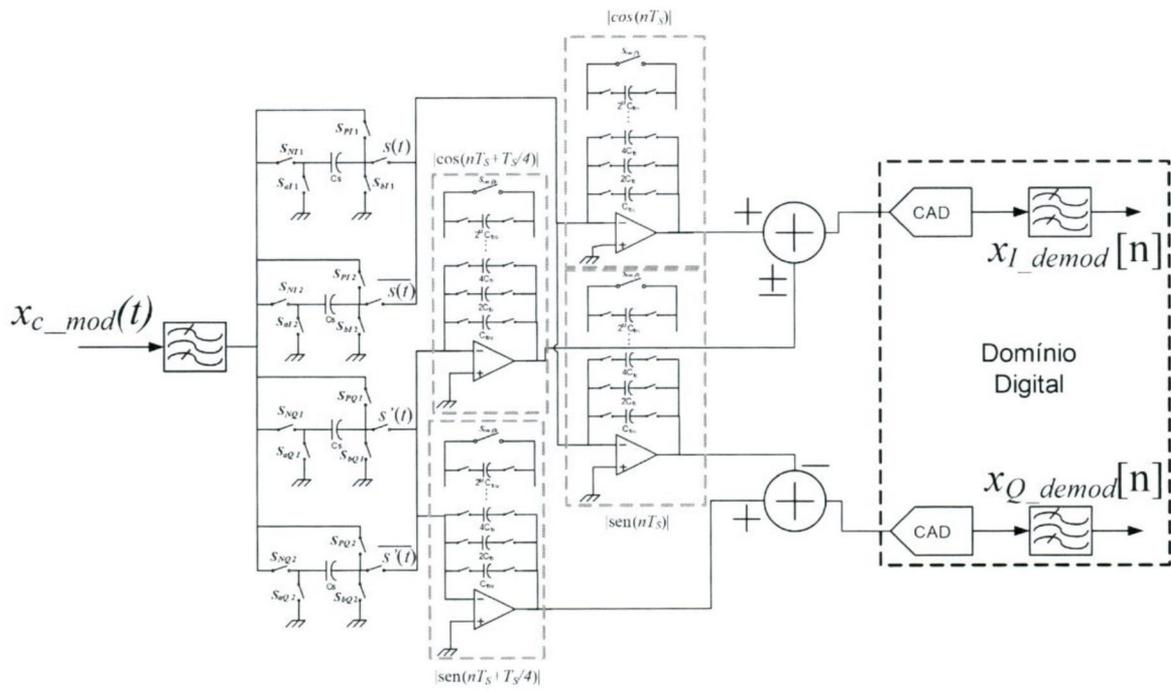


Figura 12